

DISEÑO DE CONTROLADOR ADAPTABLE PARA UN
PROTOTIPO DIDÁCTICO DE TRANSMISIÓN MECÁNICA
FLEXIBLE.

LUIS MIGUEL CASAS VARGAS

Tesis presentada como requisito
para obtener el título de INGENIERO
ELECTRONICO

Director:
JUAN MAURICIO SALAMANCA
PhD. En Ingeniería

UNIVERSIDAD PEDAGOGICA Y TECNOLOGICA DE
COLOMBIA FACULTAD SECCIONAL SOGAMOSO
ESCUELA DE INGENIERIA
ELECTRONICA SOGAMOSO
2016

NOTA DE ACEPTACION

Firma Presidente del Jurado

Firma Jurado

Firma Jurado

Sogamoso. Mayo de 2016

RECONOCIMIENTOS

El autor desea expresar su reconocimiento a las personas y entidades que de una u otra forma colaboraron en el desarrollo de este proyecto:

Al PhD Juan Mauricio Salamanca como director de este proyecto, quien fue el guía en todo el proceso de estructuración de la idea a desarrollar en el proyecto, su disposición para resolver todas las dudas sin excepción alguna y la conformación de ideas tanto para estructurar la planta como lograr enfatizar puntualmente en los ítems a desarrollar en este proyecto, además de proporcionar la idea original y la oportunidad de lograr el título de ingenieros al terminar el proyecto planteado.

DEDICATORIA

Este proyecto está dedicado a Dios y a mi familia, ellos han sido el centro de apoyo para poderme desarrollar como profesional, con su apoyo incondicional, porque gracias a ellos que me han inculcado valores de respeto, constancia, dedicación he culminado esta etapa de la vida, este proyecto también está dedicado a todos aquellos que compartieron y contribuyeron en el desarrollo de mi carrera como estudiante de ingeniería.

CONTENIDO

RESUMEN	10
1. INTRODUCCION	11
2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	13
3. JUSTIFICACION	14
4. OBJETIVOS	15
4.1. OBJETIVO GENERAL.....	15
4.2. OBJETIVOS ESPECIFICOS	15
5. MARCO TEORICO	16
5.1. TRANSMISIONES MECANICAS FLEXIBLE.....	16
5.2. ESTIMACION DE PARAMETROS.....	16
5.2.1. En Línea.....	17
5.2.2. Fuera de línea.....	17
5.2.3. Estimación de parámetros en tiempo discreto.....	17
5.3. SINTONIZACION DE PID	20
5.4. METODOS ALGEBRAICOS	21
5.5. RETROALIMENTACION DE ESTADOS	25
5.5.1. Objetivos de diseño de sistemas de control	25
5.5.2. Sistemas de tiempo continuo.....	26
5.6. CONTROL ADAPTABLE.....	31
5.6.1. Controlador adaptable con modelo de referencia (MRAC).....	33
5.6.2. La regla del MIT.....	33
5.6.3. Control adaptable utilizando la técnica de modos deslizantes	34
6. DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPO	46
6.1. DISEÑO DEL PROTOTIPO	46
6.1.1. Transmisión mecánica flexible	46
6.1.2. Estructura física del prototipo.....	46
6.1.3. Poleas.....	48
6.2. SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS	48
6.2.1. Sensor	49
6.2.2. Actuadores.....	50
6.2.3. Tarjeta de procesamiento.....	51
6.2.4. Driver de motor.....	52
6.2.5. Fuente de alimentación	52
6.2.6. Tarjeta de adquisición de datos.....	53
7. DISEÑO DE CONTROLADOR.....	54
7.1. CONTROLADOR.....	55
7.2. ESTIMACION DE PARAMETROS.....	55
8. SIMULACION Y ANALISIS DE RESULTADOS.....	57

8.1.	SINTONIZACION PID	57
8.1.1.	Implementación del controlador PID	58
8.1.2.	Resultados del controlador	59
8.2.	CONTROLADOR ALGEBRAICO	60
8.2.1.	Implementación de Controlador Algebraico	60
8.2.2.	Resultados del controlador	62
8.3.	RETROALIMENTACION DE ESTADOS	62
8.3.1.	Implementación del controlador Por Retroalimentación de estados.....	62
8.3.2.	Resultados del controlador	63
8.4.	CONTROLADOR ADAPTABLE	64
8.4.2.	Resultados del controlador Regla del MIT	67
9.	COMPARACION CONTROLADORES.....	71
10.	LOGROS ALCANZADOS	73
11.	CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO	74
12.	COSTO DEL PROYECTO	75
13.	REFERENCIAS	76
14.	ANEXOS	78

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 Esquema general de un sistema de control por métodos algebraicos.	22
Figura 2 Diagrama de bloques controlador algebraico en lazo cerrado	25
Figura 3 Configuración básica de controlador Adaptable.....	32
Figura 4 Prototipo de Transmisión mecánica flexible.....	46
Figura 5 Prototipo de Transmisión Mecánica Flexible en AutoCAD	47
Figura 6 Prototipo de Transmisión mecánica Flexible	47
Figura 7 Acople sensor polea	48
Figura 8 Engranajes implementados en acople polea y sensor	48
Figura 9 Potenciómetro lineal	49
Figura 10 Motorreductor SKU: 05-02-33	50
Figura 11 Tarjeta Arduino Due	51
Figura 12 Esquema driver BTS7960.....	52
Figura 13 Fuente de alimentación	53
Figura 14 Tarjeta de adquisición de datos	54
Figura 15 Estimación de parámetros implementado en Matlab-Simulink.....	56
Figura 16 Señales de ruido ingresadas al sistema implementado en Matlab –Simulink	56
Figura 17 Respuesta del sistema de estimación de parámetros en Matlab –Simulink	57
Figura 18 Esquema de sintonización de PID	57
Figura 19 Retrato de fase	58
Figura 20 Controlador PID implementando en Matlab –Simulink.....	58
Figura 21 Constantes del controlador PID en Matlab –Simulink.....	59
Figura 22 Señal de control exigida por el sistema en el controlador PID	59
Figura 23 Respuesta del controlador PID a una señal tipo onda cuadrada	60
Figura 24 Controlador Algebraico implementando en Matlab –Simulink.....	61
Figura 25 Controlador Algebraico implementando en Matlab –Simulink.....	61
Figura 26 Controlador Algebraico implementando en Matlab –Simulink.....	61
Figura 27 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Algebraico	62
Figura 28 Respuesta del controlador Algebraico a una señal tipo onda cuadrada	62
Figura 29 Controlador por Espacio de Estados implementado en Matlab-Simulink..	63
Figura 30 Ganancias Espacio de estados.....	63
Figura 31 Señal de control exigida por el sistema en el controlador por espacio de estados	64
Figura 32 Respuesta de controlador por espacio de estados a una señal tipo onda cuadra.....	64
Figura 33 Controlador Adaptable por muerte súbita implementado en Matlab-Simulink.....	65
Figura 34 Controlador Adaptable por muerte súbita implementado en Matlab-Simulink.....	65

Figura 35 Controlador Adaptable por muerte súbita implementado en Matlab-Simulink	65
Figura 36 Señal de Control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por muerte súbita	66
Figura 37 Respuesta de controlador Adaptable por muerte súbita a una señal tipo onda cuadrada	66
Figura 38 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT	67
Figura 39 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada	67
Figura 40 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT	68
Figura 41 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada	68
Figura 42 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT	69
Figura 43 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada	69
Figura 44 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT	70
Figura 45 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada	70
Figura 46 Señal de referencia aplicada al sistema	71
Figura 47 Respuesta de controlador PID	71
Figura 48 Respuesta de controlador En Espacio de Estados	71
Figura 49 Respuesta de controlador Algebraico	72

LISTA DE TABLAS

Tabla 1 Especificaciones Potenci6metro lineal	49
Tabla 2 Especificaciones Motorreducto	50
Tabla 3 Especificaciones tarjeta Arduino Due	51
Tabla 4 Especificaci6n driver BTS7960	52
Tabla 5 Especificaci6n fuente de alimentaci6n	52
Tabla 6 Especificaci6n Tarjeta de adquisici6n de datos	54
Tabla 7 Comparaci6n de controladores	72
Tabla 8 Costos del Proyecto	75

RESUMEN

En esta monografía se presenta la construcción de un sistema y el diseño de controladores para una transmisión mecánica flexible, a partir de la identificación y estimación del sistema, con el fin de disminuir los problemas de oscilación y tensión de las correas; el cual sirva de apoyo en la investigación pedagógica enfocada a este tema en pregrado y posgrado de ingeniería. Los tipos de controladores que se implementaron fueron: controlador PID, controlador Algebraico, controlador por retroalimentación de estados y un controlador adaptable; los resultados de estos controladores fueron comparados, para determinar su desempeño en el sistema.

Este estudio contempla el planteamiento del problema, antecedentes, objetivos, modelo matemático, diseño de controlador y construcción de una transmisor mecánica flexible, para el cual se tiene en cuenta especificaciones como: medidas para el adecuado funcionamiento, elaboración. En la parte electrónica se incluye: actuadores, sensores, tarjeta de procesamiento y diseño de controlador.

El prototipo se compone de tres poleas unidas por dos bandas flexibles. El movimiento del sistema se lleva a cabo por un motor de corriente continua conectado a la primera polea y produce movimiento del eje, este movimiento se transmite a las dos poleas por medio de las bandas vinculas. El objeto del sistema es medir posición angular de la tercera polea por medio de un potenciómetro lineal.

1. INTRODUCCION

Los sistemas de transmisión mecánica flexible son utilizados básicamente en todos los procesos industriales, en el transporte, en el transporte de potencia mecánica, en transporte de cargas, estos sistemas tienen no solamente como fin la mejora de prestaciones de los sistemas mecánicos, sino también el desarrollo de nuevos tipos de controladores en un punto de operación, los cuales deben ser robustos a grandes perturbaciones.

En los sistemas de transmisión mecánica flexible con un factor de baja amortiguación son difíciles de controlar en presencia de grandes variaciones de carga. Para este tipo de sistemas es necesario un controlador de alto rendimiento; de acuerdo con los experimentos realizados, se encuentra que un alto rendimiento de un controlador diseñado para una determinada carga puede resultar inestable para otra.

En este trabajo, es considerado un sistema de transmisión mecánica flexible con dos modos de vibración de carga, para el cual se implementa un control adaptable como solución a estas oscilaciones. El uso de un controlador adaptable basado en múltiples modelos y conmutación, permite respuestas transitorias en la presencia de grandes y rápidas variaciones paramétricas.

La idea principal del control adaptable, es elegir el mejor modelo para la planta de un conjunto a *priori* conocido de modelos a cada instante y aplicar la salida del controlador correspondiente a la plana.

Uno de los principales problemas en el trabajo con transmisiones mecánicas flexibles es la gran oscilación y fricción que se genera al realizar transporte de cargas a velocidades bajas, las cuales se desean transportar a grandes distancias, esta oscilación y fricción hace que el sistema no sea totalmente eficiente y se presenten perdidas de transmisión mecánica; por esto surge la idea de realizar un control de oscilación y fricción para mejorar el consumo de energía y reducción de pérdidas mientras se realiza el transporte de cargas.

En problemas de diseño de controladores robustos digitales, el sistema de transmisión flexible se considera como objeto de referencia. Este sistema se caracteriza por tener dos modos de vibración; en este caso el control adaptable se toma como forma de solución a este problema.

Gran parte de los modelos implementados en transmisiones flexibles se centran en controladores robustos. En este problema se toma como referencia tres modelos específicos de transmisión flexible con diferentes cargas.

Actualmente, en la industria se han implementado técnicas de control avanzado las cuales mejoran las prestaciones y desarrollan controladores que funcionan en un punto de operación y son de gran robustez ante perturbaciones.

2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Un sistema de transmisión por correa es un conjunto de dos o más poleas sujetas a un movimiento de rotación por medio de una cinta o correa continua con el fin de transmitir fuerzas y velocidad angular entre los ejes paralelos que se encuentran a cierta distancia, ver Figura 5. La fuerza tiene lugar mediante la fricción que ocurre entre las correas y las poleas situadas en los ejes. En este tipo de sistemas los tramos no soportan los mismos esfuerzos; el tramo que va de la rueda motriz se encuentra con poca tensión, mientras que el otro está totalmente tensionado.

Este tipo de transmisión no es rígida sino flexible; los principales problemas que presenta este sistema son: la tensión en la correa, la cual surge como resultado de la deformación que sufre la correa en el sentido longitudinal y acompañada de la transmisión bajo carga; tensión excesiva, esto causa calentamiento sobre las correas debido al incremento de la fricción y estiramiento excesivo; tensión escasa, puede causar un intenso deslizamiento provocando desgaste de la cubierta.

Los sistemas de transmisión de fuerzas son muy utilizados en la industria, estos sistemas son no lineales por lo cual se llevan a cabo numerosos estudios para la mejora de las condiciones al realizar su implementación en la industria y realizar análisis al utilizar diferentes controladores. Debido a lo anterior, se observa la necesidad de desarrollar un prototipo de transmisión mecánica flexible que pueda ser utilizada tanto en pregrado como posgrado que permita aplicar estrategias de control avanzadas y evaluar su desempeño con miras a una futura aplicación en la industria.

3. JUSTIFICACION

El ser humano siempre se ha dado a la tarea de perfeccionar lo que hace, así como buscar nuevos métodos que faciliten y mejoren la calidad de vida en los procesos industriales los sistemas de transmisión mecánica flexible son grandes herramientas, las cuales facilitan el desplazamiento de cargas y la transmisión de potencia a distancias comparativamente grandes. Cuando se emplean estos elementos, por lo general, se sustituyen a grupos de engranes, ejes y cojinetes o a dispositivos de transmisión similares. Por lo tanto, simplifica mucho una maquina o sistema mecánico y son así, un elemento importante para reducir costos.

Viendo la necesidad y falta de sistemas didácticos que contribuyan a la enseñanza e investigación en el campo de control tanto a nivel de pregrado como posgrado en el programas de ingeniería electrónica, se implementa un prototipo de transmisión mecánica flexible que motive a la investigación en estrategias de control y brindando nuevas expectativas, motivando a la investigación en estrategias de control y brindando nuevas expectativas en el desarrollo de estudios aplicados a la industria.

Este trabajo se inicia desde el diseño y construcción del prototipo de transmisión mecánica flexible, la obtención de un modelo aproximado del sistema, diseño del controlador y la implementación de este. Uno de los propósitos del estudio de este tipo de controladores es realizar pruebas sobre el sistema, con el fin de mostrar su funcionamiento dependiendo del controlador, los inconvenientes, ventajas y resultados obtenidos.

4. OBJETIVOS

4.1.OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un prototipo de transmisión mecánica flexible y desarrollar un controlador adaptable para aumentar la estabilidad, reducir las pérdidas de torque, trasmisión y oscilación de carga.

4.2.OBJETIVOS ESPECIFICOS

1. Obtener un modelo por medio de estimación de parámetros, que refleje la dinámica de un sistema de transmisión mecánica flexible.
2. Diseñar e implementar un control adaptable para el prototipo de transmisión mecánica flexible.
3. Evaluar el desempeño del controlador comparándolo con otras estrategias como espacio de estados y métodos algebraicos.

5. MARCO TEORICO

5.1. TRANSMISIONES MECANICAS FLEXIBLE

Las transmisiones mecánicas flexibles son mecanismos encargados de transmitir potencia entre dos o más elementos dentro de una máquina. En la mayoría de casos, estas trasmisiones se realizan a través de elementos rotantes, ya que la trasmisión de energía por rotación ocupa mucho menos espacio que aquellas por traslación. Este tipo de transmisiones son empeladas en equipos navales, agrícolas, industriales, de construcción y de minería, [1] [2].

Un sistema de transmisión mecánica flexible está constituida por una correa, consta de una cinta tensionada que une dos poleas, una motriz y una movida, [1] [3]. Al moverse la correa se transmite energía desde la polea motriz a la polea móvil por medio del rozamiento entre la correa y la polea. Entre mayor sea el tensado, el ángulo de contacto (polea y correa) y el coeficiente de rozamiento, mayor será la carga que pueda ser transmitida por el accionamiento del sistema, [4].

5.2. ESTIMACION DE PARAMETROS

Los métodos de estimación de parámetros están basados en ecuaciones diferenciales o de diferencia y tiempo muerto. Los métodos están basados sobre la minimización de ciertas señales de error por medio de regresión estadística y han sido complementados con métodos para sistemas dinámicos, [5]. Estos parámetros se pueden tratar con una excitación arbitraria y relaciones señal a ruido pequeñas, este método funciona en lazo cerrado y puede extenderse a sistemas no lineales, [6].

El método de estimación de parámetros se implementa en sistemas donde no es posible determinar los valores precisos de los parámetros utilizando métodos directos. Entre los algoritmos de estimación se encuentran dos clases, los en línea y fuera de línea, [6] [5].

5.2.1. En Línea

Este tipo de algoritmos trata con la información secuencial que se va tomando en línea (en caliente) del proceso; generalmente no se dispone de esta información a priori. En el caso de la implementación digital del algoritmo, los estimativos paramétricos deberán actualizarse dentro del límite impuesto por el tiempo de muestreo, [7].

5.2.2. Fuera de línea

Los algoritmos fuera de línea tratan con la información disponible en todo momento, incluso previo al análisis. Como consecuencia la información puede tratarse como un bloque completo información sin límites sobre el proceso del análisis, [7].

El funcionamiento de los diferentes algoritmos de estimación pueden compararse bajo varios criterios, entre los más importantes se encuentran: si las salidas del modelo convergen a las salidas reales del sistema, si los parámetros estimados convergen a los verdaderos parámetros del sistema, que tan rápido converge el algoritmo y que tan robusto puede llegar a ser el algoritmo frente a varias fuentes de error y ruido, dinámicas no modeladas, precisión numéricas etc., [4] [5].

5.2.3. Estimación de parámetros en tiempo discreto

La implementación de los algoritmos de forma discreta, es apropiada para aplicaciones prácticas en control digital.

5.2.3.1. Algoritmos de los mínimos cuadrados

Se supone que se producen errores en la medición de $y(t)$. Se supone que en un instante determinado $t = t_i$ se sabe de un error en la medición ósea la lectura $y = y(t_i)$ no es muy confiable por lo tanto el error de estimación debido a esta lectura no contribuye de manera apropiada a la convergencia de parámetros, [6] [7]. El error de estimación en $t = t_i$ está dado por:

$$e(t_i) = y(t_i) - \phi^T(t_i - 1) \hat{\theta}(t_i - 1) \quad (5.1)$$

Este error no contribuye a la convergencia, entonces se puede rebajar su importancia en el algoritmo de estimación. Esto se hace dando un peso a este error de estimación, sea el factor $a(t_i - 1)$, factor ponderador de este error de estimación.

El error $e(t_i)$ queda ponderado por $a(t_i - 1)$. Entonces el error ponderado queda $a(t_i - 1)e(t_i)$. El hecho de que se utilice $a(t_i - 1)$ y no $a(t_i)$ es porque se actúa sobre el estimativo $\hat{\theta}(t_i - 1)$ en lugar de $\hat{\theta}(t_i)$. Se construye una secuencia de factores de ponderación $\{a(t-1)\}$, $t = 1, 2, 3, \dots$

Estos factores ponderarán los errores de estimación según el error en la medición de $y(t)$ con esta modificación se puede considerar el algoritmo de los mínimos cuadrados modificado. El criterio para minimizar puede describirse ahora como:

$$J_N(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{t=1}^N a(t-1) [y(t) - \varphi(t-1)^T \theta]^2 + \frac{1}{2} [\theta - \hat{\theta}(0)]^T P_0^{-1} [\theta - \hat{\theta}(0)]$$

Minimizando J_N se obtiene:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{a(t-1)P(t-2)\varphi(t-1)[y(t) - \varphi(t-1)^T \hat{\theta}(t-1)]}{1 + a(t-1)\varphi(t-1)^T P(t-2)\varphi(t-1)} \quad (5.2)$$

$$P(t-1) = P(t-2) - \frac{a(t-1)P(t-2)\varphi(t-1)\varphi(t-1)^T P(t-2)}{1 + a(t-1)\varphi(t-1)^T P(t-2)\varphi(t-1)} \quad (5.3)$$

$t = 1, 2, 3, \dots$

$P(-1) = P_0$ una matriz positiva definida dada

$\hat{\theta}(0)$ Parámetros iniciales dados

$\{a(t-1)\}$ una secuencia no negativa de factores de ponderación

Las propiedades del algoritmo son:

- $\|\hat{\theta}(t) - \theta^*\| \leq k_1 \|\hat{\theta}(0) - \theta^*\|$

Esta propiedad no significa que $\hat{\theta}(t)$ converja a θ^* si no que converge a algún valor θ que puede ser muy cercano a θ^* para $t \geq 1$

- $\lim_{R \rightarrow \infty} \sum_{t=1}^R \left[\frac{a(t-1) [e(t)]^2}{1 + a(t-1)\varphi(t-1)^T P(t-2)\varphi(t-1)} \right] \leq v(0) < \infty$

Luego

$$\bullet \sum_{t=1}^R \left[\frac{a(t-1) [e(t)]^2}{1 + a(t-1) \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1)} \right] < \infty$$

Esto habla de la convergencia de la suma de los cuadrados normalizados y ponderados de los errores de estimación. Esta propiedad implica a su vez:

$$\bullet \lim_{R \rightarrow \infty} \left[\frac{a(t-1) [e(t)]^2}{1 + a(t-1) \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1)} \right] = 0$$

Lo cual implica la convergencia cero del error de estimación normalizado y ponderado.

Al aplicar el algoritmo de los M.C con ponderación selectiva de datos a detenerse cuidado con el rango de $\{a(t-1)\}$ puesto que si para un instante dado $a(t-1)$ se asigna como cero de manera arbitraria, la información correspondiente al error de estimación para este instante se perdería y esto podría producir dificultades.

En el algoritmo anterior se observa que si $a(t-1) \rightarrow \infty$ se la ecuación (5.4):

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + \frac{P(t-2) \varphi(t-1)}{\varphi(t-1)^T P(t-2) \varphi(t-1)} [y(t) - \varphi^T(t-1) \hat{\theta}(t-1)] \quad (5.4)$$

$$P(t-1) = P(t-2) + \frac{P(t-2) \varphi(t-1) \varphi^T(t-1) P(t-2)}{\varphi(t-1)^T P(t-2) \varphi(t-1)} \quad (5.5)$$

$t = 1, 2, \dots$

El algoritmo de proyección ortogonalizado se muestra en (5.5).

El algoritmo de proyección ortogonalizado corresponde a una selección de $a(t-1)$:

$$a(t-1) = \begin{cases} \infty & \text{para } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) \neq 0 \\ 0 & \text{para } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) = 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Otra selección apropiada para $\{a(t-1)\}$ es el que se muestra en la ecuación (5.7):

$$a(t-1) = \begin{cases} k_1 & \text{para } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) \geq \varepsilon \\ k_2 & \text{para } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) < \varepsilon \end{cases} \quad (5.7)$$

$k_1 \geq k_2 > 0$

El algoritmo de los mínimos cuadrados con esta ponderación se muestra en la ecuación (5.8) (5.9):

$$\hat{\theta}(t) = \begin{cases} \hat{\theta}(t-1) + \frac{k_1 P(t-2) \varphi(t-1) [y(t) - \varphi^T(t-1) \hat{\theta}(t-1)]}{1 + k_1 \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1)} \\ \text{si } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) \geq \varepsilon \\ \hat{\theta}(t-1) + \frac{k_2 P(t-2) \varphi(t-1) [y(t) - \varphi^T(t-1) \hat{\theta}(t-1)]}{1 + k_2 \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1)} \\ \text{si } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) < \varepsilon \end{cases} \quad (5.8)$$

$$P(t-1) = \begin{cases} P(t-2) - \frac{k_1 P(t-2) \varphi(t-1) \varphi^T(t-1) P(t-2)}{1 + k_1 \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1)} \\ \text{si } \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1) \geq \varepsilon \\ P(t-2) - \frac{k_2 P(t-2) \varphi(t-1) \varphi^T(t-1) P(t-2)}{1 + k_2 \varphi^T(t-1) P(t-2) \varphi(t-1)} \\ \text{otro caso} \end{cases} \quad (5.9)$$

Ejemplo tomado de [5].

5.3. SINTONIZACION DE PID

Existen diversos métodos de sintonización de controladores PID los cuales tienen como fin establecer los valores de los parámetros de ganancia, tiempo integral y tiempo derivativo, para que el sistema responda en forma adecuada. El primer paso para realizar la sintonización de un controlador PID es obtener la información estática y dinámica del sistema. Existen diferentes tipos de métodos para ajustar los parámetros, los más comunes son, el método en lazo cerrado, en el cual las características del sistema se obtiene al realizar pruebas en lazo cerrado, usualmente con un controlador con acción proporcional puro y el método de lazo abierto, en el cual las características del sistema se obtiene de ensayos en lazo abierto, generalmente la respuesta a un escalón, a partir de la curva de reacción del proceso, se identifica un modelo para el mismo, este modelo es la base para la determinación de los parámetros, [8].

Entre los métodos de sintonización más comunes en lazo cerrado se encuentra el método de Ziegler y Nichols o de oscilación sostenida, [8] el cual consiste en obtener respuesta de la señal medida a una perturbación con un controlador proporcional, se observa la respuesta y si esta es amortiguada se incrementa la ganancia hasta lograr oscilaciones sostenidas y entre los métodos en lazo abierto se encuentran, el método Ziegler y Nichols o de curva de respuesta, en el cual se realiza primero un ensayo en lazo abierto, introduciendo un escalón en la señal de control y registrar el transitorio de la variable medida o controlada, a partir de esto se obtiene un modelo simplificado de la planta; también existe el método de lazo abierto de Cohen y Coon, en el cual se emplea la misma prueba que el modelo anterior, en este modelo se tiene en cuenta el grado de autorregulación de la planta, [8].

5.4. METODOS ALGEBRAICOS

Los métodos algebraicos constituyen un método sistemático de diseño de control el cual se puede desarrollar de forma general tanto para sistemas lineales tanto de tiempo continuo, como para sistemas de tiempo discreto. Las estrategias de control basadas en métodos algebraicos buscan hacer que una planta o proceso se comporte como un modelo de referencia deseado. En el método de referencia deseado se consignan, normalmente, especificaciones deseadas de diseño tales como tiempo de respuesta, máximo sobre pico, error en estado estacionario etc, [6].

Ejemplo

Si se considera el ejemplo [6], una planta de una sola entrada y una sola salida (SISO) descrita por la función de transferencia de la ecuación (5.10):

$$G_p(Q) = \frac{N_p(Q)}{D_p(Q)} \quad (5.10)$$

$G_p(Q)$ Es una función propia.

Q Es un operador genérico que puede ser S o Z . S Para el caso continuo y Z Para el caso discreto.

$$N_p(Q) = b_{p_0}Q^{m_p} + b_{p_1}Q^{m_p-1} + \dots + b_{p_{m_p}-1}Q + b_{p_{m_p}}$$

$$D_p(Q) = Q^{n_p} + a_{p_1}Q^{n_p-1} + \dots + a_{p_{n_p}-1}Q + a_{p_{n_p}}$$

(5.11)

$$gd[N_p(Q)] = m_p ; \quad gd[D_p(Q)] = n_p ; \quad n_p \geq m_p \quad (5.12)$$

Para facilitar el diseño tanto en tiempo continuo, como en tiempo discreto se utilizó el operador genérico Q (S o Z). El objetivo del control es hacer que la planta se comporte según un modelo de referencia a seguir. El modelo de referencia está dada por una función de transferencia propia (5.13).

$$G_m(Q) = \frac{N_m(Q)}{D_m(Q)} \quad (5.13)$$

$$N_m(Q) = b_0Q^m + b_1Q^{m-1} + \dots + b_{m-1}Q + b_m$$

$$D_m(Q) = Q^n + a_1Q^{n-1} + \dots + a_{n-1}Q + a_n$$

(5.14)

$$\left. \begin{array}{l} gd[N_m(Q)] = m \\ gd[D_m(Q)] = n \end{array} \right\}; \quad m \leq n \quad (5.15)$$

La estrategia de control propuesta se muestra en la Figura 1.

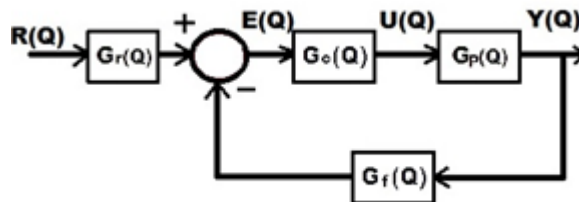


Figura 1 Esquema general de un sistema de control por métodos algebraicos.

De acuerdo con el diagrama de bloques de la Figura 1 se tiene que:

$$Y(Q) = G_p(Q)U(Q)$$

$$U(Q) = G_c(Q)E(Q)$$

$$E(Q) = G_r(Q)R(Q) - F(Q) = G_r(Q)R(Q) - G_f(Q)Y(Q) \Rightarrow$$

$$U(Q) = G_c(Q)[G_r(Q)R(Q) - G_f(Q)Y(Q)] = G_c(Q)G_r(Q)R(Q) - G_c(Q)G_f(Q)Y(Q)$$

$$Y(Q) = G_p(Q)U(Q) = G_p(Q)[G_c(Q)G_r(Q)R(Q) - G_c(Q)G_f(Q)Y(Q)]$$

$$Y(Q) = G_p(Q)G_c(Q)G_r(Q)R(Q) - G_p(Q)G_c(Q)G_f(Q)Y(Q)$$

$$[1 + G_p(Q)G_c(Q)G_f(Q)]Y(Q) = G_p(Q)G_c(Q)G_r(Q)R(Q)$$

Despejando $Y(Q)$:

$$\frac{Y(Q)}{R(Q)} = \frac{G_p(Q)G_c(Q)G_r(Q)}{1 + G_p(Q)G_c(Q)G_f(Q)} = G_T(Q)$$

$$G_T(Q) = \frac{G_p(Q)G_c(Q)G_r(Q)}{1 + G_p(Q)G_c(Q)G_f(Q)}$$

Se obtiene:

$$G_c(Q) = \frac{N_c(Q)}{D_c(Q)} ; \quad G_r(Q) = \frac{N_r(Q)}{D_r(Q)} ; \quad G_f(Q) = \frac{N_f(Q)}{D_f(Q)} \quad (5.16)$$

$$gd[N_c(Q)] = m_c ; \quad gd[D_c(Q)] = n_c ; \quad m_c \leq n_c$$

$$gd[N_r(Q)] = m_r ; \quad gd[D_r(Q)] = n_r ; \quad m_r \leq n_r$$

$$gd[N_f(Q)] = m_f ; \quad gd[D_f(Q)] = n_f ; \quad m_f \leq n_f$$

Las condiciones anteriores determinan las condiciones de implementabilidad. Los polinomios $D_c(Q) ; D_r(Q) ; D_f(Q)$ son polinomios monicos. Con las definiciones la función de transferencia queda:

$$G_T(Q) = \frac{N_p(Q)N_c(Q)N_r(Q)D_f(Q)}{[D_p(Q)D_c(Q)D_f(Q) + N_p(Q)N_c(Q)N_f(Q)]D_r(Q)}$$

El objetivo del diseño del controlador es hacer que

$$G_T(Q) = G_m(Q) ; \quad G_m(Q) = \frac{N_m(Q)}{D_m(Q)} \quad (5.17)$$

$G_m(Q)$ es la función de función de transferencia Modelo de referencia

$$gd[N_m(Q)] = m ; \quad gd[D_m(Q)] = n ; \quad m \leq n \quad (5.18)$$

La ecuación $G_T(Q) = G_m(Q)$ puede tener infinitas soluciones, para

$N_c(Q), N_r(Q), D_c(Q), D_f(Q)$ o puede no tener solución. La ecuación $G_T(Q) = G_m(Q)$ tiene como incógnitas los polinomios $N_c(Q), N_r(Q), N_f(Q), D_c(Q), D_f(Q), D_r(Q)$. Como se observa se tienen múltiples incógnitas, para reducir un poco el problema se puede asumir las siguientes equivalencias:

$$D_f(Q) = D_r(Q) = N_c(Q) \quad (5.19)$$

A partir de la ecuación (5.19) se tiene:

$$G_T(Q) = \frac{N_p(Q)N_r(Q)}{D_p(Q)D_c(Q) + N_p(Q)N_f(Q)} = \frac{N_m(Q)}{D_m(Q)}$$

Como $U(Q) = G_c(Q) E(Q) = G_c(Q)G_r(Q)R(Q) - G_c(Q)G_f(Q)Y(Q)$

$$U(Q) = \frac{N_r(Q)}{D_c(Q)} R(Q) - \frac{N_f(Q)}{D_c(Q)} Y(Q) \quad (5.20)$$

Esta ley de control se puede expresar también de la siguiente forma:

$$D_c(Q) U(Q) = -N_f(Q)Y(Q) + N_r(Q)R(Q) \quad (5.21)$$

El esquema de control se ilustra en la Figura 1.

Como $D_f(Q) = D_r(Q) \Rightarrow n_f = n_r = m_c \Rightarrow m_f \leq n_c ; \quad m_r \leq n_c$

Si se define:

$$\bar{G}_c(Q) = \frac{N_r(Q)}{D_c(Q)} ; \quad \bar{G}_f(Q) = \frac{N_f(Q)}{N_r(Q)} \quad (5.22)$$

El diagrama de bloques del sistema en lazo cerrado queda

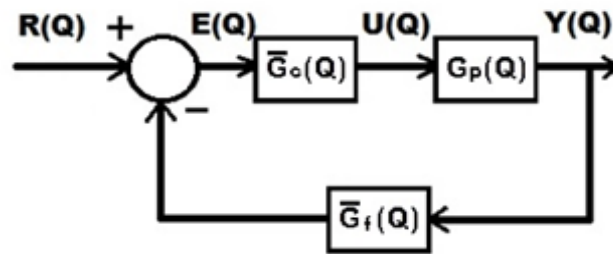


Figura 2 Diagrama de bloques controlador algebraico en lazo cerrado

5.5. RETROALIMENTACION DE ESTADOS

La gran mayoría de los sistemas dinámicos tanto físicos reales como teóricos conceptuales son de carácter no lineal esencialmente. Esto quiere decir que sistemas dinámicos no lineales están descritos por ecuaciones diferenciales parciales u ordinarias de carácter no lineal. A los sistemas no lineales no se les puede aplicar, en general el principio de superposición y la estabilidad solo puede analizarse de forma local en las vecindades de puntos de equilibrio de dichos sistemas, a diferencia de los sistemas lineales en los cuales la estabilidad se puede analizar de forma global [5] [6].

5.5.1. Objetivos de diseño de sistemas de control

El objetivo de un diseño de control puede establecerse de siguiente forma.

Dado un sistema físico que va a controlarse y las especificaciones de su funcionamiento deseado construir una ley de control retroalimentada para hacer que el sistema en lazo cerrado despliegue el funcionamiento deseado.

Generalmente las tareas de sistemas de control pueden definirse en dos categorías:

- Estabilidad (regulación)
- Seguimiento (servo)

En problemas de estabilidad, un sistema de control, llamado un estabilizador o regulador se diseña de tal forma que el estado del sistema en lazo cerrado se estabiliza en torno a un punto de equilibrio. Ejemplos de tareas de estabilización son de control de temperatura de

refrigeradores, sistemas de control nivel temperatura, control de altitud de aeronaves y control de posición de brazos de robot.

En problemas de control de seguimiento o persecución el objeto de diseño es construir un controlador llamado un seguidor o persecutor de tal forma que la salida del sistema siga una trayectoria variable en el tiempo. Problemas tales como conseguir que un avión vuele a lo largo de círculos son tareas de control de seguimiento típicas [6].

5.5.2. Sistemas de tiempo continuo

Del ejemplo de [6], se asume el modelo en espacio de estados dinámico descrito por la ecuación (5.23):

$$\begin{aligned}\dot{X}(t) &= AX(t) + BU(t) \\ Y(t) &= CX(t)\end{aligned}\tag{5.23}$$

Donde

$X(t) \in \mathbb{R}^n$ Es el vector de estados de la planta

$U(t) \in \mathbb{R}^m$ Es el vector de entradas a la planta o proceso

$Y(t) \in \mathbb{R}^p$ Vector de salidas

$A \in \mathbb{R}^{n \times n}$; $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$; $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$

El objetivo del control es hacer que el modelo descrito por la ecuación (5.23) se comporte como el modelo de referencia de la ecuación (5.24).

$$\begin{aligned}\dot{X}_m(t) &= A_m X_m(t) + B_m R(t) \\ Y_m(t) &= C_m X_m(t)\end{aligned}\tag{5.24}$$

$X_m(t) \in \mathbb{R}^n$ Es el vector de estados del Modelo

$R(t) \in \mathbb{R}^r$ Es el vector de comando

$Y_m(t) \in \mathbb{R}^p$ Vector de salidas del modelo

$A_m \in \mathbb{R}^{n \times n}$; $B_m \in \mathbb{R}^{n \times r}$; $C_m = C \in \mathbb{R}^{p \times n}$

El modelo se debe seleccionar de tal modo que cumpla con unas especificaciones de funcionamiento óptimo

La ley de control para tal efecto es una ley de control por retroalimentación estática de estados dada por la ecuación (5.25).

$$U(t) = -K X(t) + G R(t) \quad (5.25)$$

Donde

$$K \in \mathbb{R}^{m \times n}; \quad G \in \mathbb{R}^{m \times r};$$

Reemplazando esta ley de control en el modelo de la planta se tiene:

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + B[-KX(t) + GR(t)] \\ \dot{X}(t) &= (A - BK)X(t) + BGR(t) \end{aligned} \quad (5.26)$$

Comparando este modelo en lazo cerrado con el modelo de referencia a seguir se tiene:

$$\begin{aligned} A - BK &= A_m \\ BG &= B_m \end{aligned} \quad (5.27)$$

Las ecuaciones que se deben solucionar son las siguientes:

$$\begin{aligned} BK &= A - A_m \\ BG &= B_m \end{aligned}$$

Para que estas ecuaciones tengan por lo menos una solución para K y G se debe satisfacer las condiciones del rango.

$$\begin{aligned} \text{rank}[A - A_m \quad B] &= \text{rank}(B); \\ \text{rank}\begin{bmatrix} B & B_m \end{bmatrix} &= \text{rank}(B); \end{aligned} \quad (5.28)$$

Estas condiciones establecen básicamente que para que las ecuaciones de diseño del controlador tengan soluciones las expresiones $A - A_m$, B_m deben ser combinaciones lineales de las filas o columnas de matriz B .

La ecuación (5.28) también indica que tipo de modelos que se pueden servir para seguimiento, ya que un proceso no se puede hacer comportamiento cualquier modelo, [5] [6].

Ejemplo: Tomado de [6], Si se considera un servomotor DC descrito por su función de transferencia

$$\frac{\theta(s)}{V_a(s)} = \frac{K_c / \tau_c}{s(\tau_c s + 1)} = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (5.29)$$

Tomando las variables de estado.

$$x_1(t) = \theta(t); \quad x_2(t) = \dot{\theta}(t); \quad u(t) = V_a(t)$$

De la función de transferencia que se muestra en la ecuación (5.29) se tiene:

$$s(s + 1/\tau_c) \theta(s) = \frac{K_c}{\tau_c} v_0(s)$$

$$s^2 \theta(s) + \frac{1}{\tau_c} s \theta(s) = \frac{K_c}{\tau_c} v_0(s)$$

En el dominio del tiempo se obtiene:

$$\ddot{\theta}(t) = -\frac{1}{\tau_c} \dot{\theta}(t) + \frac{K_c}{\tau_c} v_0(t)$$

El modelo en espacio de estado queda

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t)$$

$$\dot{x}_2(t) = -\frac{1}{\tau_c} x_2(t) + \frac{K_c}{\tau_c} u(t)$$

$$y(t) = x_1(t) \tag{5.30}$$

En forma vectorial matricial se tiene

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_c/\tau_c \end{bmatrix} u(t) \tag{5.31}$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

$$\dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t); \quad X(t_0) = X_0$$

$$y(t) = CX(t)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_c \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_c/\tau_c \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad D = d = 0 \tag{5.32}$$

$$n = 2; m = 1; p = 1$$

De la ecuación (5.32) se obtiene la forma del modelo de referencia. De acuerdo con esto se tiene que $A - A_m$ y B_m esto debe corresponder a matrices cuyas filas o columnas son combinaciones lineales de las filas o columnas de la matriz B . Como

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ K_c / \tau_c \end{bmatrix} \text{ Entonces sí } A_m = \begin{bmatrix} a_{m11} & a_{m12} \\ a_{m21} & a_{m22} \end{bmatrix} \text{ y } B_m = \begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \end{bmatrix}; \quad r = 1 \quad (5.33)$$

$$\text{Se tiene que } A - A_m = \begin{bmatrix} -a_{m11} & 1 - a_{m12} \\ -a_{m21} & -1 / \tau_c - a_{m22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \gamma_1 (K_c / \tau_c) & \gamma_2 (K_c / \tau_c) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \phi(K_c / \tau_c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{m1} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

De las ecuaciones (5.33), (5.34) se tiene que las matrices del modelo deben ser de la siguiente forma:

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ a_{m21} & a_{m22} \end{bmatrix}; \quad B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{m2} \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

Un modelo que cumple con la anterior estructura es el generado por la función de transferencia:

$$\frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\rho\omega_o s + \omega_o^2} \quad (5.36)$$

Seleccionando las variables de estado $x_{m1}(t) = y_m(t)$; $x_{m2}(t) = \dot{y}_m(t)$ obtiene el modelo en espacio de estados:

$$\begin{aligned} \dot{X}_m(t) &= A_m X_m(t) + B_m R(t) \\ Y_m(t) &= C_m X_m(t) \end{aligned} \quad (5.37)$$

Con

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_o^2 & -2\rho\omega_o \end{bmatrix}; \quad B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_o^2 \end{bmatrix}; \quad C_m = C \quad (5.38)$$

Según las ecuaciones de diseño se tiene: $K \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$; $K = [k_1 \quad k_2]$; $G = g \in \mathbb{R}$

Las ecuaciones quedan:

$$BK = A - A_m; \begin{bmatrix} 0 \\ k_c / \tau_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \omega_o^2 & -1/\tau_c + 2\rho\omega_o \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ (k_c / \tau_c)k_1 & (k_c / \tau_c)k_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \omega_o^2 & -1/\tau_c + 2\rho\omega_o \end{bmatrix}$$

$$(k_c / \tau_c)k_1 = \omega_o^2; \quad k_1 = \omega_o^2 (\tau_c / k_c)$$

$$(k_c / \tau_c)k_2 = -1/\tau_c + 2\rho\omega_o; \quad k_2 = (-1/\tau_c + 2\rho\omega_o) (\tau_c / k_c);$$

$$k_1 = \omega_o^2 (\tau_c / k_c)$$

$$k_2 = -1/k_c + (2\rho\omega_o) (\tau_c / k_c)$$

(5.39)

Del mismo modo se tiene:

$$Bg = B_m; \begin{bmatrix} 0 \\ k_c / \tau_c \end{bmatrix} g = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_o^2 \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ (k_c / \tau_c)g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_o^2 \end{bmatrix}; \quad (k_c / \tau_c)g = \omega_o^2$$

$$g = \omega_o^2 (\tau_c / k_c);$$

(5.40)

Con esto la ley de control queda:

$$u(t) = -k_1 x_1(t) - k_2 x_2(t) + g r(t)$$

$$u(t) = -\omega_o^2 (\tau_c / k_c) x_1(t) + [1/k_c - (2\rho\omega_o\tau_c / k_c)] x_2(t) + \omega_o^2 (\tau_c / k_c) r(t)$$

$$u(t) = \omega_o^2 (\tau_c / k_c) [r(t) - x_1(t)] + [1/k_c - (2\rho\omega_o\tau_c / k_c)] x_2(t)$$

Se define:

$$\Delta x_1(t) = r(t) - x_1(t)$$

La ley de control se puede expresar como se muestra en la ecuación (5.41):

$$u(t) = \omega_o^2 (\tau_c / k_c) \Delta x_1(t) + [1/k_c - (2\rho\omega_o\tau_c / k_c)] x_2(t) \quad (5.41)$$

Dado que la mayoría de sistemas de control tiene una limitación en cuanto a la señal de control, el valor de $u(t)$ se ve limitado por los valores mínimos y máximos de la siguiente

forma $u_{\min} \leq |u(t)| \leq u_{\max}$ Esta condición se traduce en la siguiente expresión como se muestra en (5.42):

$$u_{\min} \leq \left| \omega_o^2 (\tau_c / k_c) \Delta x_1(t) + \left[1/k_c - (2\rho\omega_o\tau_c / k_c) \right] x_2(t) \right| \leq u_{\max} \quad (5.42)$$

Esta expresión impone límites sobre ω_o y ρ . Pero como los modelos adecuados de segundo orden asume $\rho = 0.7$ se tienen límites sobre ω_o básicamente y por ende en el tiempo de respuesta deseado para el modelo el cual está dado según los criterios por las expresiones:

$$\omega_o = \frac{4.6}{(\rho)t_s(1\%)}$$

$$\omega_o = \frac{4}{(\rho)t_s(2\%)}$$

$$\omega_o = \frac{3}{(\rho)t_s(5\%)}$$

Para el ejemplo se toman los datos de un servo real:

$$k_c = 2.30 \text{ rad/Volt}; \tau_c = 0.035 \text{ seg}; t_s(1\%) = 0.25 \text{ seg}; \rho = 0.7$$

$$u_{\min} = -10 \text{ Voltios}; u_{\max} = 10 \text{ Voltios}$$

Según esto se tiene $\omega_o = 26.2857 \text{ rad/seg}$. $k_1 = 10.5143$; $k_2 = 0.1252$; $g = 10.5143$

5.6.CONTROL ADAPTABLE

El término adaptable significa cambiar el comportamiento conforme a nuevas circunstancias. Un regulador adaptable es un regulador que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a las perturbaciones. Este mismo objetivo es el de la inclusión de la realimentación en el bucle de control, [6].

El control adaptable es un tipo especial de control no lineal en el que el estado del proceso puede ser separado en dos escalas de tiempo que evolucionan a diferentes velocidades. La escala lenta corresponde a los cambios de los parámetros y por consiguiente a la velocidad

con la cual los parámetros del regulador son modificados, y la escala rápida que corresponde a la dinámica del lazo ordinario de realimentación, [5].

El esquema básico del control adaptable se puede apreciar en la Figura 3, el cual está compuesto por un lazo principal de realimentación negativa, el cual actúa igual que en los sistemas convencionales y otro lazo en el que se mide un cierto índice de funcionamiento, el cual es comparado con los parámetros del regulador y en algunos casos actúa directamente sobre la señal de control.

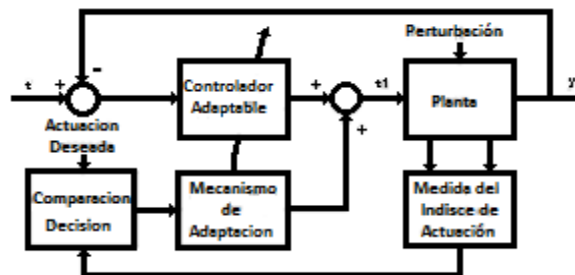


Figura 3 Configuración básica de controlador Adaptable

El control adaptable se emplea cuando las técnicas clásicas no son suficientes ni adecuadas para sistemas que presentan variación en sus parámetros y sus modelos son no lineales, de un orden elevado y de dinámica compleja. El objetivo principal de un controlador adaptable es proporcionar técnicas de control válidas para sistemas de dinámica cambiante y asegurando la estabilidad del sistema aun cuando el modelo utilizado para el diseño no corresponda exactamente con el sistema real, esto se muestra en [9].

Una de los puntos más importantes a la hora de realizar e implementar un control adaptable es obtener un modelo de la planta en lazo cerrado y minimizar el error de salida para tener una mejor predicción y una mejor estimación de la planta modelo o real tal como en [5].

Los principales tipos de controladores adaptables se pueden dividir en dos grupos: controladores adaptables con modelado de referencia (MRAC) y controladores autoajustables (STR); estos tipos de controladores se consideran como una aproximación a la solución del problema de control adaptable.

Los controladores adaptables con modelo de referencia, intentan alcanzar para una señal de entrada fija, un comportamiento en lazo cerrado dado por un modelo de referencia; los

controladores adaptables autoajustables, tratan de alcanzar un control óptimo, sujeto a un tipo de controlador y obtener información del proceso y sus señales.

5.6.1. Controlador adaptable con modelo de referencia (MRAC)

Los sistemas adaptables con modelo de referencia fueron diseñados principalmente para sistemas continuos por minimización de un índice de actuación, siendo dicho índice la integral del error al cuadrado, [10].

5.6.2. La regla del MIT

La regla del MIT es el enfoque original para el control adaptable basado en el modelo de referencia.

Considere un sistema de lazo cerrado en el cual el controlador tiene un parámetro ajustable θ . La respuesta deseada en lazo cerrado se especifica mediante un modelo que tiene la salida y_m . Sea e el error entre la salida y el sistema de lazo cerrado y la salida y_m del modelo. Una posibilidad es ajustar los parámetros de una manera tal que se minimice una función de costo, ecuación (5.43).

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (5.43)$$

Para minimizar J es razonable cambiar los parámetros en dirección del gradiente negativo de J , como se muestra en la ecuación (5.44). La cual es conocida como regla de MIT.

$$\frac{d\theta}{dt} = -y \frac{\partial J}{\partial \theta} = -ye \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (5.44)$$

La ecuación (5.44) aplica también cuando hay varios parámetros para ajustar, de aquí que el símbolo θ debe ser interpretado como un vector y $\partial e / \partial \theta$ como el gradiente del error con respecto a los parámetros, [11].

5.6.3. Control adaptable utilizando la técnica de modos deslizantes

La idea principal de proyecto es combinar las bondades de las técnicas con modelos deslizantes como lo es la robustez, con las ventajas de las técnicas de estimación utilizadas en las estrategias de control adaptable; la razón principal que motiva a combinarlas es aprovechar la característica de la excitación persistente de la señal de control que genera el control con modos deslizantes, esta señal ayuda a la convergencia de los algoritmos de control con estimación, estos van a trabajar con parámetros estimados los cuales pueden estar muy alejados de los parámetros reales del proceso, esto puede generar señales de control excesivamente altas pudiendo incluso desestabilizar al controlador. Esto se puede mejorar por medio de la robustez del controlador por medio de modos deslizantes. En realidad la estrategia de control, con modos deslizantes se puede combinar con otras estrategias de control como: control con referencia al modelo, reguladores auto sintonizables y lógica difusa.

Ejemplo: Tomado de [5]. Se considera un servomotor DC dado por su función de transferencia.

$$G_p(s) = \frac{k_c}{s(\tau_c s + 1)} = \frac{Q(s)}{V_a(s)} \quad (5.45)$$

$q(t)$ Es la posición angular del eje del motor $Q(s) = \alpha[q(t)]$

$V_a(t)$ Es la tensión de armadura.

k_m Es la constante de ganancia del motor.

τ_m Es la constante del tiempo del motor.

El modelo en espacios de estados del motor DC se muestra en la expresión (5.46)(5.47):

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_c/\tau_c \end{bmatrix} u(t) \quad (5.46)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

$$x_1(t) = q(t) ; x_2(t) = \dot{q}(t) ; u(t) = v_a(t)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_c \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 0 \\ k_c/\tau_c \end{bmatrix} ; C = [1 \quad 0] \quad (5.48)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) \end{bmatrix}^T ; x(t) \in \mathbb{R}^2$$

$$u(t) \in \mathbb{R} ; y(t) \in \mathbb{R}$$

$$n = 2 ; m = 1 ; n - m = 1$$

Como se ve en el sistema ya está en forma triangular regular.

$$A_{11} = 0 ; A_{12} = 1 ; A_{21} = 0 ; A_{22} = -1/\tau_c ; b = k_c/\tau_c$$

El par (A_{11}, A_{12}) es completamente controlable

Sea $q_d(t)$ la posición angular a seguir.

El vector del estado deseado se muestra en la expresión (5.49):

$$\begin{aligned} x_d(t) &= \begin{bmatrix} x_{d1}(t) & x_{d2}(t) \end{bmatrix}^T \\ x_{d1}(t) &= q_d(t) \quad x_{d2}(t) = \dot{q}_d(t) \end{aligned} \quad (5.49)$$

Se supone que $q_d(t)$ es continuamente diferenciable y continuamente doblemente diferenciable, es decir se puede conocer y calcular $\dot{q}_d(t), \ddot{q}_d(t)$ y estas derivadas son finitas.

$$\text{Sea } e(t) = x(t) - x_d(t) \in \mathbb{R}^2$$

El error de seguimiento

$$\mathbf{Z} \in \mathbb{R}^{m \times n} \rightarrow \mathbf{Z} \in \mathbb{R}^{1 \times 2} ; \mathbf{Z} = [Z_1 \quad Z_2]$$

$$Z_1, Z_2 \in \mathbb{R}$$

$$Z_e(t) = Z_1(t)e_1(t) + Z_2e_2(t)$$

El espacio de estados del error de seguimiento se muestra en la expresión (5.50):

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{x}_d(t) \\ \begin{bmatrix} \dot{e}_1(t) \\ \dot{e}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) - \dot{x}_{d1}(t) \\ \dot{x}_2(t) - \dot{x}_{d2}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -1/\tau_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_c/\tau_c \end{bmatrix} u(t) - \begin{bmatrix} \dot{x}_{d1}(t) \\ \dot{x}_{d2}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.50)$$

$$\text{Como } \dot{x}_{d1}(t) = x_{d2}(t)$$

$$\dot{e}_1(t) = x_2(t) - x_{d2}(t)$$

$$\dot{e}_2(t) = \frac{-1}{\tau_c} x_2(t) + \frac{k_c}{\tau_c} u(t) - \dot{x}_{d2}(t)$$

$$\text{Si } e_1(t) = x_1(t) - x_{d1}(t) ; \dot{e}_2(t) = x_2(t) - x_{d2}(t)$$

$$\dot{e}_1(t) = e_2(t)$$

$$\dot{e}_2(t) = \frac{-1}{\tau_c} x_2(t) + \frac{1}{\tau_c} x_{d2}(t) + \frac{k_c}{\tau_c} u(t) - \frac{1}{\tau_c} x_{d2}(t) - \dot{x}_{d2}(t)$$

$$\dot{e}_2(t) = \frac{1}{\tau_c} e(t) + \frac{k_c}{\tau_c} u(t) - \frac{1}{\tau_c} x_{d2}(t) - \dot{x}_{d2}(t)$$

El modelo se expresa en la ecuación (5.51)

$$\dot{e}_1(t) = e_2(t)$$

$$\dot{e}_2(t) = \frac{-1}{\tau_c} e_2(t) + \frac{k_c}{\tau_c} u(t) - \frac{1}{\tau_c} x_{d2}(t) - \dot{x}_{d2}(t) \quad (5.51)$$

$$A_{11} = 0 ; A_{12} = 1 ; A_{21} = 0 ; A_{22} = -1/\tau_c ; b = k_c/\tau_c$$

Los términos $\frac{1}{\tau_c} x_{d2}(t)$, $\dot{x}_{d2}(t)$ se pueden manejar como perturbaciones acopladas.

En lazo cerrado la dinámica en la superficie deslizante se muestra en la ecuación (5.52):

$$\dot{e}_1(t) = (A_{11} - A_{12}M)e_1(t) \quad (5.52)$$

Como $A_{11} = 0$

$M = Z_2^{-1}Z_1$; Aquí es deseable $\dot{e}_1(t) = 0$ para asegurar que $e_1(t)$ es constante y lo ideal es

que sea cero lo cual se logra con la componente de control del modelo.

Entonces $M = 0$; $Z_1 = 0$; $Z_2 = 1$

$$Z_e(t) = Z_2 e_2(t) = e_2(t)$$

$$\dot{Z}_e(t) = \dot{e}_2(t)$$

$$\dot{Z}_e(t) = A_{22}Z_e(t) + bu(t) + \frac{1}{\tau_c} x_{d2}(t) - \dot{x}_{d2}(t)$$

Los parámetros k_c , τ_c no se conocen con precisión pero si se conocen los límites máximos y mínimos de estos, lo cual

$$A_{22\min} \leq |A_{22}(t)| \leq A_{22\max} < \infty$$

$$0 < b_{\min} \leq |b(t)| \leq b_{\max} < \infty$$

Con $A_{22}(t)$ y $b(t)$ se indica que A_{22} y b pueden incluso ser variables con el tiempo, pero acotados.

$$u(t) = u_n(t) + u_l(t) + u_m(t) \quad (5.53)$$

La componente lineal de control se puede utilizar para imponerle una dinámica a $Z_e(t)$. Por ejemplo se desea la dinámica

$$\dot{Z}_e(t) + \phi Z_e(t) = 0$$

$$\dot{Z}_e(t) = -\phi Z_e(t)$$

$\phi > 0$: ϕ Parámetro de diseño

El control equivalente se expresa en la ecuación (5.54).

$$u_l(t) = \frac{1}{b} [-A_{22}Z_e(t) - \phi Z_e(t)] \quad (5.54)$$

$$u_l(t) = -\frac{(A_{22} + \phi)}{b} Z_e(t)$$

A_{22} y b son los valores nominales o pueden ser estimativos de A_{22} y b obtenidos en línea mediante un algoritmo de estimación en línea con b mantenido alejado de cero y positivo para este caso.

La componente $u_m(t)$ se debe diseñar para controlar la posición $q(t) = x_1(t)$ y que se comporte según la salida del modelo indicado por $G_m(s)$ y cuya entrada de referencia se expresa en la ecuación (5.55).

$$R(s) = Q_d(s) = \alpha [q_d(t)] \quad (5.55)$$

$$G_p(s) = \frac{k_c}{s(\tau_c s + 1)} = \frac{Q(s)}{V_a(s)}$$

Se puede escribir

$$\begin{aligned}
G_p(s) &= \frac{k_c/\tau_c}{s^2 + 1/\tau_c s} = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} \\
N_p(s) &= k_c/\tau_c \quad ; \quad g_d[N_p(s)] = 0 = m \\
D_p(s) &= s^2 + (1/\tau_c)s \quad ; \quad g_d[D_p(s)] = 2 = n \\
G_m(s) &= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\rho\omega_n s + \omega_n^2} \\
N_m(s) &= \omega_n^2 \quad ; \quad g_d[N_m(s)] = 0 = \bar{m}
\end{aligned} \tag{5.56}$$

La condición de implementabilidad del modelo nos dice

$$\begin{aligned}
g_d[D_p(s)] - g_d[N_p(s)] &\leq g_d[D_m(s)] - g_d[N_m(s)] \\
2 &\leq 2
\end{aligned}$$

Se satisface:

$$\begin{aligned}
g_d[T(s)] &\geq 2g_d[D_p(s)] - g_d[D_m(s)] - 1 \\
g_d[T(s)] &\geq 2 \cdot 2 - 2 - 1 \\
g_d[T(s)] &\geq 1
\end{aligned}$$

Seleccionando $g_d[T(s)] = 1$ es decir

$$T(s) = s + \gamma_0 \quad ; \quad \gamma_0 > 0$$

$T(s)$ Debe ser estable con la raíz $-\gamma_0$ bien amortiguado.

$$\begin{aligned}
N_p(s)N_r(s) &= T(s)N_m(s) \\
N_r(s) &= \frac{T(s)N_m(s)}{N_p(s)}
\end{aligned} \tag{5.57}$$

$$N_r(s) = \frac{(s + \gamma_0)\omega_n^2}{k_c/\tau_c} = \frac{\tau_c}{k_c}(s + \gamma_0)\omega_n^2 \tag{5.58}$$

$$\begin{aligned}
g_d[N_f(s)] &\geq g_d[D_p(s)] - 1 \\
g_d[N_f(s)] &= 1 \\
N_f(s) &= b_{f0}s + b_{f1}
\end{aligned} \tag{5.59}$$

$$\begin{aligned}
g_d[D_c(s)] &\geq g_d[N_f(s)] \\
g_d[D_c(s)] &= 1 \\
D_c(s) &= s + a_{c1}
\end{aligned} \tag{5.60}$$

$$\begin{aligned}
D_p(s)D_c(s) + N_p(s)N_f(s) &= T(s)A_m(s) \\
(s^2 + 1/\tau_c s)(s + a_{c1}) + (k_c/\tau_c)(b_{f0}s + b_{f1}) &= (s + \gamma_0)(s^2 + 2\rho\omega_n s + \omega_n^2) \\
s^3 + \left(a_{c1} + \frac{1}{\tau_c}\right)s^2 + a_{c1}\frac{1}{\tau_c}s + \frac{k_c}{\tau_c}b_{f0}s + \frac{k_c}{\tau_c}b_{f1} &= s^3 + (\gamma_0 + 2\rho\omega_n)s^2 + (\omega_n^2 + 2\rho\omega_n\gamma_0)s + \gamma_0\omega_n^2 \\
a_{c1} + \frac{1}{\tau_c} &= \gamma_0 + 2\rho\omega_n \\
a_{c1} &= \gamma_0 + 2\rho\omega_n - \frac{1}{\tau_c} \\
a_{c1}\frac{1}{\tau_c} + \frac{k_c}{\tau_c}b_{f0} &= \omega_n^2 + 2\rho\omega_n\gamma_0 \\
b_{f0} &= \frac{\tau_c}{k_c}(\omega_n^2 + 2\rho\omega_n\gamma_0) - \frac{1}{k_c}a_{c1} \\
\frac{k_c}{\tau_c}b_{f1} &= \gamma_0\omega_n^2 \\
b_{f1} &= \frac{\tau_c}{k_c}\gamma_0\omega_n^2
\end{aligned} \tag{5.61}$$

La señal de control obtenida se muestra en la expresión (5.62):

$$U_m(s) = -\frac{N_f(s)}{D_c(s)}Y(s) + \frac{N_r(s)}{D_c(s)}R(s) \tag{5.62}$$

Los parámetros del controlador son

$$\begin{aligned}
\theta_c &= [\theta_{c1} \quad \theta_{c2} \quad \theta_{c3} \quad \theta_{c4} \quad \theta_{c5}] = [a_{c1} \quad b_{f0} \quad b_{f1} \quad b_{\gamma0} \quad b_{\gamma1}]^T \\
\theta_c &= [\theta_{c1} \quad \theta_{c2} \quad \theta_{c3} \quad \theta_{c4} \quad \theta_{c5}] = [a_{c1} \quad b_{f0} \quad b_{f1} \quad b_{\gamma0} \quad b_{\gamma1}]^T \\
E_y(s) &= Y(s) - Y_m(s) \\
Y(s) &= \frac{k_c/\tau_c}{s^2 + 1/\tau_c s} U_m(s) \\
Y(s) &= \frac{k_c/\tau_c}{s^2 + 1/\tau_c s} \left[-\frac{N_f(s)}{D_c(s)}Y(s) - \frac{N_r(s)}{D_c(s)}R(s) \right]
\end{aligned} \tag{5.63}$$

$$\begin{aligned}
Y(s) &= \frac{-(k_c/\tau_c)(b_{f0}+b_{f1})}{(s^2+1/\tau_c s)(s+a_{c1})}Y(s) + \frac{(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})}{(s^2+1/\tau_c s)(s+a_{c1})}R(s) \\
\frac{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+a_{c1}s/\tau_c+(k_c/\tau_c)b_{f0}s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]}{(s^2+1/\tau_c s)(s+a_{c1})}Y(s) &= \frac{(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})}{(s^2+1/\tau_c s)(s+a_{c1})}R(s) \\
Y(s) &= \frac{(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})}{s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}}R(s) \\
E_y(s) &= \frac{(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})}{s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}}R(s) - \frac{N_m(s)}{D_m(s)}R(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial \theta_c} &= \left[\frac{\partial E(s)}{\partial \theta_{c1}} \quad \frac{\partial E(s)}{\partial \theta_{c2}} \quad \frac{\partial E(s)}{\partial \theta_{c3}} \quad \frac{\partial E(s)}{\partial \theta_{c4}} \quad \frac{\partial E(s)}{\partial \theta_{c5}} \right] \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial \theta_{c1}} &= \frac{\partial E(s)}{\partial a_{c1}} = \frac{-(s^2+1/\tau_c s)(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})R(s)}{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]^2} \\
\frac{\partial E(s)}{\partial a_{c1}} &= \frac{-(s^2+1/\tau_c s)}{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]} \\
&\quad \frac{(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})(k_c/\tau_c)}{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]}R(s) \\
\frac{\partial E(s)}{\partial a_{c1}} &= \frac{-(s^2+1/\tau_c s)}{T(s)D_m(s)}Y(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f0}} &= \frac{-(k_c/\tau_c s)(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})R(s)}{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]^2} \frac{n!}{r!(n-r)!} \\
\frac{\partial E(s)}{\partial b_{f0}} &= \frac{-(k_c/\tau_c s)}{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]} \\
&\quad \frac{(b_{\gamma0}s+b_{\gamma1})(k_c/\tau_c)}{[s^3+(a_{c1}+1/\tau_c)s^2+(a_{c1}/\tau_c+k_cb_{f0}/\tau_c)s+(k_c/\tau_c)b_{f1}]}R(s) \\
\frac{\partial E(s)}{\partial b_{f0}} &= \frac{-(k_c/\tau_c s)}{T(s)D_m(s)}Y(s)
\end{aligned} \tag{5.64}$$

$$\frac{\partial E(s)}{\partial b_{f0}} = \frac{-(k_c/\tau_c)s}{T(s)D_m(s)}Y(s)$$

$$\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f1}} = \frac{-(k_c/\tau_c s)(k_c/\tau_c)(b_{\gamma0}s + b_{\gamma1})R(s)}{\left[s^3 + (a_{c1} + 1/\tau_c)s^2 + (a_{c1}/\tau_c + k_c b_{f0}/\tau_c)s + (k_c/\tau_c)b_{f1}\right]^2}$$

$$\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f1}} = \frac{-(k_c/\tau_c)s}{T(s)D_m(s)}Y(s) \quad (5.65)$$

$$\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{\gamma0}} = \frac{(k_c/\tau_c)s}{T(s)D_m(s)}R(s) \quad (5.66)$$

$$\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{\gamma1}} = \frac{(k_c/\tau_c)}{T(s)D_m(s)}R(s) \quad (5.67)$$

Para obtener estas ecuaciones se supone:

$$s^3 + (a_{c1} + 1/\tau_c)s^2 + (a_{c1}/\tau_c + k_c b_{f0}/\tau_c)s + (k_c/\tau_c)b_{f1} = T(s)D_m(s)$$

Esto es una aproximación valida si y solo si los parámetros de la planta varían muy lentamente con respecto a las señales de entrada y salida.

El término $\frac{-(s^2 + 1/\tau_c s)}{T(s)D_m(s)}Y(s)$ se puede escribir de otra forma:

Si,

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{(k_c/\tau_c)}{(s^2 + 1/\tau_c s)}$$

$$(s^2 + 1/\tau_c s)Y(s) = (k_c/\tau_c)U$$

$$\frac{\partial E_y(s)}{\partial a_{c1}} = -\frac{(k_c/\tau_c)}{T(s)D_m(s)}U(s) \quad (5.68)$$

si $b = k_c/\tau_c$

El término:

$$-\frac{(k_c/\tau_c)}{T(s)D_m(s)}U(s) = \frac{-b}{T(s)D_m(s)}U(s) = -bU_f(s)$$

$$\frac{\partial E_y(s)}{\partial a_{c1}} = \frac{-b}{T(s)D_m(s)}U(s) = -bU_f(s)$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f0}} &= \frac{-(k_c/\tau_c)s}{T(s)D_m(s)}Y(s) = \frac{-bs}{T(s)D_m(s)}Y(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f0}} &= -bY_f(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f1}} &= \frac{-(k_c/\tau_c)}{T(s)D_m(s)}Y(s) = \frac{-b}{T(s)D_m(s)}Y(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f0}} &= -\frac{b}{s}Y_f(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{\gamma0}} &= \frac{(k_c/\tau_c)s}{T(s)D_m(s)}R(s) = \frac{bs}{T(s)D_m(s)} \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f0}} &= bR_f(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{\gamma1}} &= \frac{(k_c/\tau_c)}{T(s)D_m(s)}R(s) = \frac{b}{T(s)D_m(s)}R(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial b_{f0}} &= \frac{b}{s}R_f(s) \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial \theta_c} &= \begin{bmatrix} -bU_f(s) & -bY_f(s) & \frac{-b}{s}Y_f(s) & bR_f(s) & \frac{b}{s}R_f(s) \end{bmatrix} \\
\frac{\partial E_y(s)}{\partial \theta_c} &= b \begin{bmatrix} -U_f(s) & -Y_f(s) & \frac{-1}{s}Y_f(s) & R_f(s) & \frac{1}{s}R_f(s) \end{bmatrix} \\
U_f(s) &= \frac{1}{T(s)D_m(s)}U(s) \\
u_f(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{1}{T(s)D_m(s)}U(s) \right] \\
Y_f(s) &= \frac{sY(s)}{T(s)D_m(s)} \\
y_f(t) &= \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{sY(s)}{T(s)D_m(s)} \right]
\end{aligned} \tag{5.69}$$

$$R(f) = \frac{s}{T(s)D_m(s)} R(s)$$

$$\gamma_f(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{sR(s)}{T(s)D_m(s)} \right]$$

$$\frac{\partial e_y}{\partial \theta_c} = b \begin{bmatrix} -u_f(t) & -y_f(t) & \int_t^0 y_f(\tau) d\tau & \gamma_f(t) & \int_t^0 y_f(\tau) d\tau \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

$$\left\| \frac{\partial e_y(s)}{\partial \theta_c} \right\| = |b| \left\{ u_f^2(t) + y_f^2(t) + \left[\int_t^0 y_f(\tau) d\tau \right]^2 + \gamma_f^2(t) + \left[\int_t^0 y_f(\tau) d\tau \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (5.71)$$

La ley de estimación de parámetros

$$\dot{\theta}(t) = - \left[\eta \left[\frac{\partial e_y}{\partial \theta_c} \right]^T / \left\| \frac{\partial e_y}{\partial \theta_c} \right\| \right] \text{sign}[e(t)] \quad (5.72)$$

Cuando b es positivo y el estimativo debe mantener el signo, el termino b del vector $\frac{\partial e_y}{\partial \theta_c}$ y el

de $\left\| \frac{\partial e_y}{\partial \theta_c} \right\|$ se cancelan.

Si se define $\frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c}$ como:

$$\frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c} = \begin{bmatrix} -u_f(t) & -y_f(t) & -\int_t^0 y_f(\tau) d\tau & \gamma_f(t) & \int_t^0 y_f(\tau) d\tau \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

$$\left\| \frac{\partial \bar{e}_y(s)}{\partial \theta_c} \right\| = \left\{ u_f^2(t) + y_f^2(t) + \left[\int_t^0 y_f(\tau) d\tau \right]^2 + \gamma_f^2(t) + \left[\int_t^0 y_f(\tau) d\tau \right]^2 \right\}^{1/2}$$

$$\dot{\theta}_c(t) = - \left[\eta \left[\frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c} \right]^T / \left\| \frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c} \right\| \right] \text{sign}[e(t)]$$

Si $\frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c} \neq 0$ entonces η absorbe b

$$\dot{\theta}_{c1}(t) = \eta u_f(t) \text{sign}[e_m(t)] / \left\| \frac{\partial \bar{e}_m}{\partial \theta_c} \right\| \quad (5.74)$$

$$\dot{\theta}_{c2}(t) = \eta y_f(t) \text{sign}[e_m(t)] / \left\| \frac{\partial \bar{e}_m}{\partial \theta_c} \right\| \quad (5.75)$$

$$\dot{\theta}_{c3}(t) = \eta \int_t^0 y_f(\tau) d\tau \text{sign}[e_m(t)] / \left\| \frac{\partial \bar{e}_m}{\partial \theta_c} \right\| \quad (5.76)$$

$$\dot{\theta}_{c4}(t) = -\eta \gamma_f(t) \text{sign}[e_m(t)] / \left\| \frac{\partial \bar{e}_m}{\partial \theta_c} \right\| \quad (5.77)$$

$$\dot{\theta}_{c5}(t) = -\eta \int_t^0 \gamma_f(\tau) d\tau \text{sign}[e_m(t)] / \left\| \frac{\partial \bar{e}_m}{\partial \theta_c} \right\| \quad (5.78)$$

Esta ley de actualización es válida siempre y cuando $\frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c} \neq 0$ si $\frac{\partial \bar{e}_y}{\partial \theta_c} = 0$ no se utiliza y por

lo tanto se usa el valor calculado inmediatamente anterior.

La ley de control se expresa en la ecuación (5.79).

$$U_m(s) = -\frac{N_f(s)}{D_c(s)} Y(s) + \frac{N_r(s)}{D_c(s)} R(s) \quad (5.79)$$

$$D_c(s) U_m(s) = -N_f(s) Y(s) + N_r(s) R(s)$$

$$(s + a_{c1}) U_m(s) = -(b_{f0}s + b_{f1}) Y(s) + (b_{\gamma0}s + b_{\gamma1}) R(s)$$

Dividiendo todo en s

$$\left(1 + \frac{a_{c1}}{s}\right) U_m(s) = -\left(b_{f0} + \frac{b_{f1}}{s}\right) Y(s) + \left(b_{\gamma0} + \frac{b_{\gamma1}}{s}\right) R(s)$$

$$U_m(s) + \frac{a_{c1}}{s} U_m(s) = -b_{f0} Y(s) - \frac{b_{f1}}{s} Y(s) + b_{\gamma0} R(s) + \frac{b_{\gamma1}}{s} R(s)$$

$$U_m(s) = \frac{1}{s} [b_{\gamma1} R(s) - b_{f1} Y(s) - a_{c1} U_m(s)] + b_{\gamma0} R(s) - b_{f0} Y(s)$$

El dominio del tiempo

$$u_m(t) = \int_t^0 [b_{\gamma1} \gamma(\tau) - b_{f1} y(t) - a_{c1} u_m(\tau)] d\tau + b_{\gamma0} \gamma(t) - b_{f0} y(t)$$

$$a_{c1} = \theta_{c1}$$

$$b_{f0} = \theta_{c2}$$

$$b_{f1} = \theta_{c3}$$

$$b_{\gamma0} = \theta_{c4}$$

$$b_{\gamma1} = \theta_{c5}$$

La ley de control se expresa en la ecuación (5.80).

$$u(t) = u_n(t) + u_l(t) + u_m(t) \quad (5.80)$$

$u_n(t)$ Es la componente no lineal, esta componente es la encargada de dar la robustez de la superficie deslizante: este comportamiento es la encargada de hacer

$$Z_e^T(t) \dot{Z}_e(t) \leq -\eta \|Z_e(t)\|$$

$$\text{Como } Z_e(t) = e_2(t) = x_2(t) - x_{d2}(t)$$

$$\dot{Z}_e(t) = A_{22}Z_e(t) + bu(t) - A_{22}x_{d2}(t) - \dot{x}_{d2}(t)$$

$$Z_e^T(t)\dot{Z}_e(t) = Z_e(t)\dot{Z}_e(t) \text{ Por ser } Z_e(t) \text{ escalar}$$

$$Z_e(t)\dot{Z}_e(t) = A_{22}Z_e^2(t) + Z_e(t)bu(t) - Z_e(t)A_{22}x_{d2}(t) - Z_e(t)\dot{x}_{d2}(t) \leq -\eta|Z_e(t)|$$

$$Z_e(t)bu(t) \leq -\eta|Z_e(t)| - A_{22}Z_e^2(t) + Z_e(t)A_{22}x_{d2}(t) + Z_e(t)\dot{x}_{d2}(t)$$

$$u(t) = u_n(t) + u_l(t) + u_m(t)$$

$$Z_e(t)bu(t) = Z_e(t)bu_n(t) + Z_e(t)bu_l(t) + Z_e(t)bu_m(t)$$

$$Z_e(t)bu_n(t) \leq -\eta|Z_e(t)| - A_{22}Z_e^2(t) + Z_e(t)A_{22}x_{d2}(t) - Z_e(t)\dot{x}_{d2}(t) - Z_e(t)bu_l(t) - Z_e(t)bu_m(t)$$

La señal de control $u_n(t)$ que satisface esta condición está dada por

$$u_n(t) = -\left(\frac{b_{\max} + b}{b \cdot b_{\min}}\right) \left\{ \eta + A_{22\max}|Z_e(t)| + A_{22\max}|x_{d2}(t)| + |\dot{x}_{d2}(t)| + \frac{b_{\max}}{b_{\min}}[A_{\max} + |\phi|]|Z_e(t)| \right. \\ \left. + \dot{b}_{\max}|u_m(t)| \right\} \text{sign}[Z_e(t)] \quad (5.81)$$

Para ejemplo $2.5 \leq k_c \leq 3.5$; $0.05 \leq \tau_c \leq 0.5$ los valores nominales son: $k_c = 80$; $\tau_c = 0.1$

La variación de k_c , τ_c no es demasiado rápida como sucede en las aplicaciones prácticas.

Para el modelo:

$$\omega_n = 65.71 \text{ rad/seg}$$

$$\rho = 0.7$$

$$0.1 \leq \eta \leq 5$$

$$A_{22} = -10 - \text{Valor nominal}$$

$$A_{22\min} = 2$$

$$A_{\max} = 20$$

$$b = 300 - \text{Valor nominal}$$

$$b_{\min} = 50$$

$$b_{\max} = 700$$

$$x_d(t) \text{ Es la respuesta del modelo de referencia descrito por } G_m(s)$$

$$x_d(t) = W(t) \text{ Que es la respuesta del modelo a una entrada } \gamma(t)$$

$$x_{d1}(t) = W_1(t)$$

$$x_{d2}(t) = \dot{W}_1(t)$$

6. DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL PROTOTIPO

6.1.DISEÑO DEL PROTOTIPO

6.1.1. Transmisión mecánica flexible

Las principales características del prototipo de transmisión mecánica flexible se encuentran, la posibilidad de unir el árbol conductor al conducido a distancias relativamente grandes, funcionamiento suave y facilidad de ser empleadas, diseño sencillo y un costo inicial relativamente bajo.

Este prototipo se diseña con el fin de ofrecer seguridad y fiabilidad en la implantación, este sistema puede ser operado desde el equipo de cómputo, donde se puede ingresar su referencia reduciendo las oscilaciones del sistema.

6.1.2. Estructura física del prototipo

La estructura de la transmisión flexible se realizó teniendo en cuenta: las dimensiones para el análisis de las señales de salida del sensor. El prototipo consta de 3 poleas, en una de ellas se encuentra instalado un motor el cual se encarga de realizar el movimiento del sistema, estas poleas se encuentran unidas por unas guayas, estas a su vez se encuentran unidas por unos resortes los cuales proporciona flexibilidad en el sistema. En las Figuras 4 y 6 se puede observar el prototipo implementado y la estructura mecánica para el movimiento del sistema.

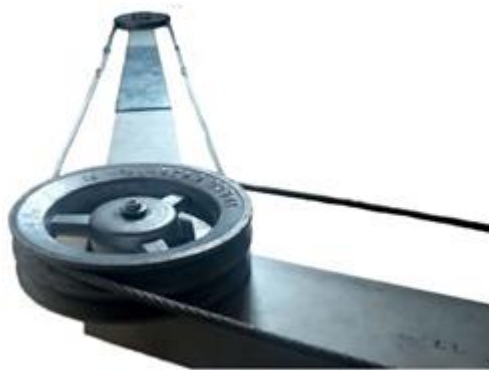


Figura 4 Prototipo de Transmisión mecánica flexible

El esqueleto cuenta con dos brazos, los cuales tienen unas dimensiones de 160.58 y 164.2 cm de largo, se encuentran ubicados en ángulo de 20 grados, la distancia del eje del actuador a el eje donde se encuentra la polea conectora es de 151.37 cm y la distancia entre el eje de la polea conectora a la polea donde se encuentra el sensor es de 145.86 cm, el diámetro de la polea donde se encuentra el actuador de 18 cm, el diámetro de la polea donde se encuentra el sensor es de 15 cm igual que el diámetro de la polea conectora como se puede observar en la Figura 5.

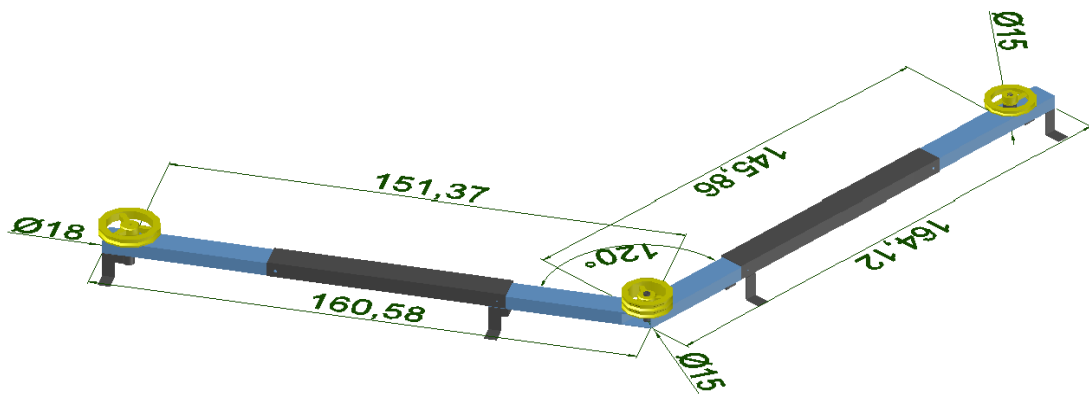


Figura 5 Prototipo de Transmisión Mecánica Flexible en AutoCAD



Figura 6 Prototipo de Transmisión mecánica Flexible

La base para el sensor, observada en la Figura 7 está conformada por una lámina de acrílico, donde se encuentra el soporte del sensor; El acople del sensor y la polea se hace utilizando piñones con una relación de 3:1, estos piñones son están hechos en acero, escogidos por su durabilidad y exigencias del sistema.

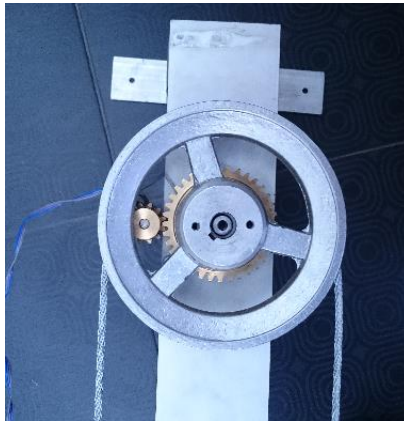


Figura 7 Acople sensor polea

6.1.3. Poleas

La selección de las poleas utilizadas se realizó de acuerdo con las necesidades del sistema. La polea principal, donde se genera el movimiento, se escogió teniendo en cuenta la relación entre el motor y la planta, con el fin de obtener el torque y la velocidad que se deseaba obtener en la polea de salida. Se utiliza una polea con un radio de 7 cm, hecho en aluminio. La función de estas poleas es la conversión del movimiento giratorio en la línea de acople. El acople de la polea con el sensor se realizó con engranes, los cuales tienen una relación 3:1 esto quiere decir que mientras la polea da una vuelta, como se observa en la Figura 7. El sensor da tres vueltas. Esta relación se definió debido a la exigencia requerida por el sistema.



Figura 8 Engranes implementados en acople polea y sensor

6.2. SELECCIÓN DE DISPOSITIVOS

Se relacionan los sensores, actuadores y dispositivos electrónicos que se implementaron en el prototipo. Además se presenta el módulo de instrumentación y procesamiento de señales que permite la adquisición de datos y manipulación del sistema.

6.2.1. Sensor

Un potenciómetro es un resistor cuyo valor de resistencia es variable. De esta manera, indirectamente se puede controlar la intensidad de corriente que fluye por un circuito si se conecta en paralelo, o la diferencia de potencial al conectarse en serie.

Normalmente los potenciómetros se utilizan en circuitos de poca corriente. Para circuitos de corriente mayores se utilizan reóstatos que pueden disipar más potencia. Las especificaciones de sensor encuentran estipuladas en la Tabla 1.

Tabla 1 Especificaciones Potenciómetro lineal

ESPECIFICACIONES POTENCIOMETRO LINEAL	
Especificación	Medida
Escala resistencia	200-100 K Ω
Escala potencia	450 VAC -+40°C -2W
Escala temperatura	-55°C a +125°C
Tolerancia resistencia	$\pm 5\%$
Aislamiento resistencia	(500VDC) 1000MW
Resistencia	20 K

Fuente: Autor.

En los potenciómetros lineales la resistencia es proporcional al ángulo de giro. En este caso el potenciómetro lineal funciona como lector de posición de la polea. En la Figura 8 se observa el potenciómetro lineal usado.



Figura 9 Potenciómetro lineal

6.2.2. Actuadores

Dispositivos destinados a la conversión de magnitudes eléctricas en una salida usualmente de tipo mecánica con el fin de causar un efecto sobre un proceso.

El actuador usado en el prototipo es un Motorreductor SKU: 05-02-33 de corriente continua para el movimiento de la polea principal del sistema, sus características son: Velocidad 80 rpm, torque 18 kg-cm suficiente para mover el prototipo.

Las especificaciones más relevantes del motor se muestran en la Tabla 2 y en la Figura 9 se muestra el motor.

Tabla 2 Especificaciones Motorreductor

CARACTERISTICAS MOTORREDUCTOR	
Características	Medida
Voltaje	12 V
Velocidad nominal	80 RPM
Potencia	60 W
Corriente Máxima	5ª
Corriente funcionamiento libre	300mA
Torque Máximo	18 kg-cm

Fuente: Autor



Figura 10 Motorreductor SKU: 05-02-33

6.2.3. Tarjeta de procesamiento

Arduino es una plataforma de hardware libre, basada en una placa con un microcontrolador y un entorno de desarrollo, diseñada para facilitar el uso de la electrónica en proyectos multidisciplinarios. Esta tarjeta se encarga de generar las señales de voltaje equivalentes a las señales PWM que se envían al driver y que controlan la velocidad del motor. Las especificaciones de la tarjeta de procesamiento se encuentran estipuladas en la Tabla 3 y su esquema en la Figura 10.

Tabla 3 Especificaciones tarjeta Arduino Due

CARACTERISTICAS TARJETA ARDUINO DUE	
Características	Especificación
Fabricante	Atmel
Modelo	Due
Arquitectura	ARM
Pines	54.
Memoria Programable	512Kb
SRAM	96Kb
PWM	12
Velocidad de Reloj	84MHz

Fuente: Autor

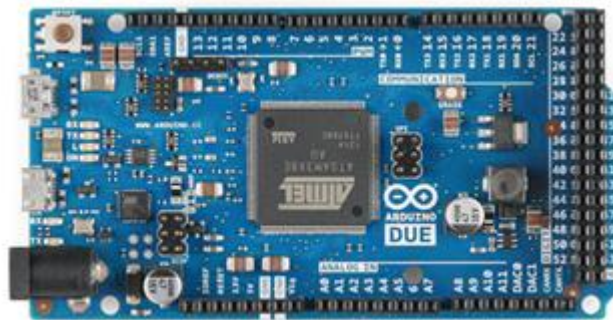


Figura 11 Tarjeta Arduino Due

6.2.4. Driver de motor

Para el manejo de los motores se utiliza el driver de referencia BTS7960, este dispositivo cuenta en su interior con un puente H y soporta altas corriente. Su descripción se presenta en la Tabla 4 y su esquema en la Figura 11.

Tabla 4 Especificación driver BTS7960

ESPECIFICACIONES DRIVER BTS7960	
Características	Medida
Voltaje de operación	5.5V a 27V
Voltaje de Alimentación	12 V
Corriente Continua	43 A
Frecuencia	25 KHz
Cantidad de puentes	1

Fuente: Autor.



Figura 12 Esquema driver BTS7960

6.2.5. Fuente de alimentación

La etapa de alimentación se desarrolló teniendo presente las necesidades del hardware del proyecto. Se requiere suministrar energía a diferentes dispositivos con diferentes voltajes y algunos con altas corriente, por esta razón se optó por utilizar una fuente que suministra voltajes entre 3.3V, 5V y 12V, como se observa en la Figura 12 Las características de la fuente utilizados para cada voltaje se presenta en la Tabla 5.

Tabla 5 Especificación fuente de alimentación.

ESPECIFICACIONES FUENTE DE ALIMENTACION				
CARACTERISTICAS DE ENTRADA				
Voltaje	100-120 Vac	Frecuencia	47-63Hz	
CARACTERISTICAS DE SALIDA				
Item	3.3 V	5 V	12 V	3.3 V y 5 V potencia
Ace 420 UB	30 A	28 A	16 A	195 W
Ace 480 UB	30 A	35 A	17 A	220 W
Fuente: Autor				

Fuente: Autor



Figura 13 Fuente de alimentación

6.2.6. Tarjeta de adquisición de datos

El NI USB-6211 es un módulo de adquisición de datos (DAQ) multifunción de la serie M el cual se observa en la Figura 13, energizado por un bus que esta optimizado para una precisión superior a velocidades de muestreo altas. Está diseñado específicamente para aplicaciones móviles o con restricción de espacio. La instalación plug-and-play minimiza el tiempo de configuración y montaje. Su voltaje de operación se encuentra entre +10V y -10V. Las especificaciones de la fuente se encuentran estipuladas en la Tabla 6.

Tabla 6 Especificación Tarjeta de adquisición de datos

TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS	
Características	Especificación
Modelo	NI USB 6210
Entrada analógica	16
Entradas Digitales	4
Salidas Digitales	4
2 Contadores	32 bits
Velocidad de Muestreo	250 kS/s

Fuente: Autor.



Figura 14 Tarjeta de adquisición de datos

7. DISEÑO DE CONTROLADOR

Para controlar la oscilación del prototipo de transmisión mecánica flexible se propone el diseño de un controlador adaptable, el cual se desarrollara a partir de la estimación del modelo del sistema, y su resultado será comparado con otros controladores diseñados a partir del mismo modelo obtenido por estimación.

7.1. CONTROLADOR

Para el diseño del controlador se tiene en cuenta variables de entrada como la posición de la polea respecto a la vertical y la velocidad con la que se posiciona en diferentes puntos el prototipo. Como salida del sistema se tiene el voltaje del sensor, que se encuentra al final de la polea, con el cual se mide la posición de esta.

Para situar la polea en una posición determinada el controlador se encarga de reducir oscilaciones a través de leves movimientos y regulación de velocidad para alcanzar la posición correcta, en estos tipos de sistemas los principales tipos de oscilación que se deben reducir son la oscilación de las bandas que tensionan las poleas, la cual hace que el sistema de control actúe de forma efectiva sobre perturbaciones y mejore el desempeño.

Las estrategias de control utilizadas en este sistema son, sintonización de PID, retroalimentación de estados y controlador adaptable, métodos algebraicos, con los cuales se pretende hacer una comparación de respuesta de cada tipo de controlador implementado.

7.2. ESTIMACION DE PARAMETROS

En la estimación de parámetros se hace la implementación del circuito y algoritmo descrito en la teoría, con esto se obtiene los parámetros aproximados del sistema, los cuales se implementarán en los diferentes tipos de controladores como se observa en las siguientes figuras.

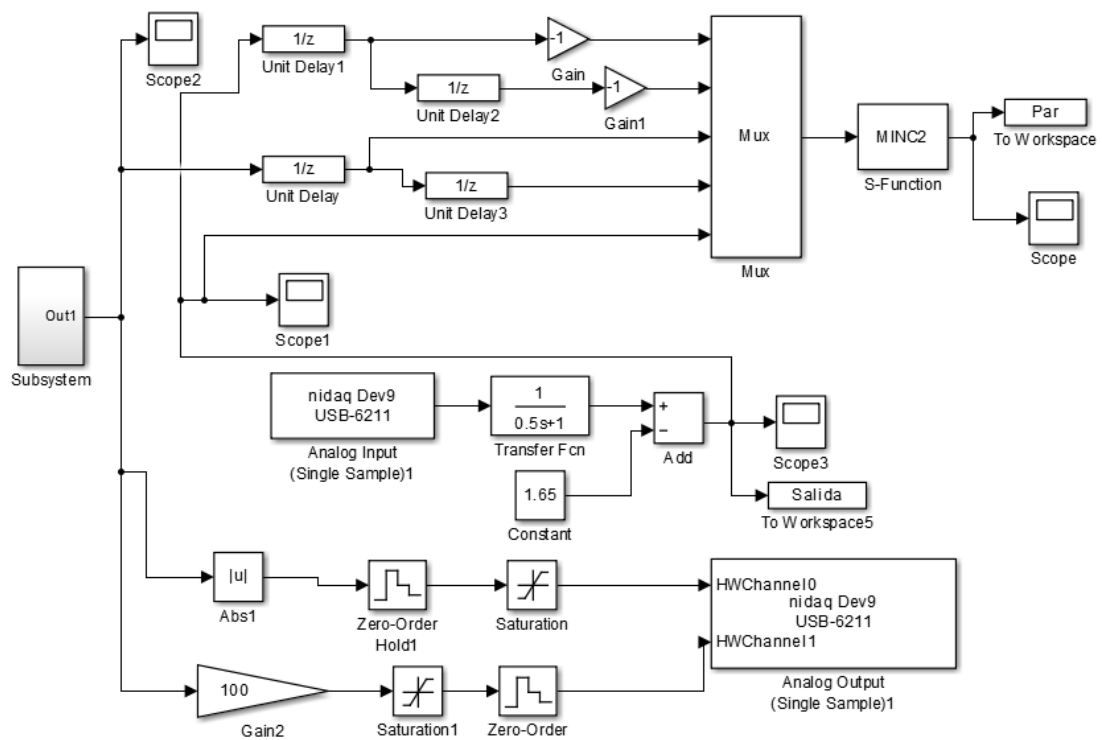


Figura 15 Estimación de parámetros implementado en Matlab-Simulink

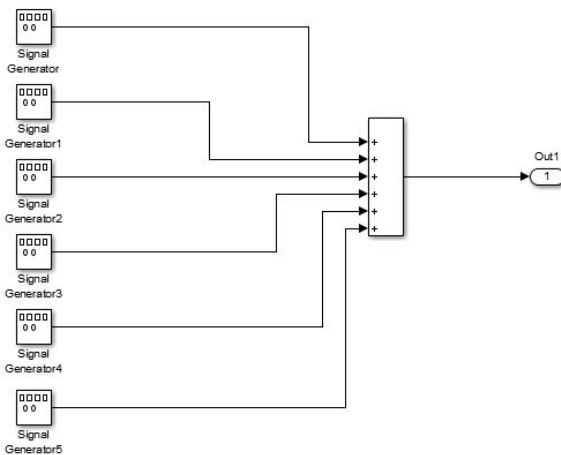


Figura 16 Señales de ruido ingresadas al sistema implementado en Matlab –Simulink

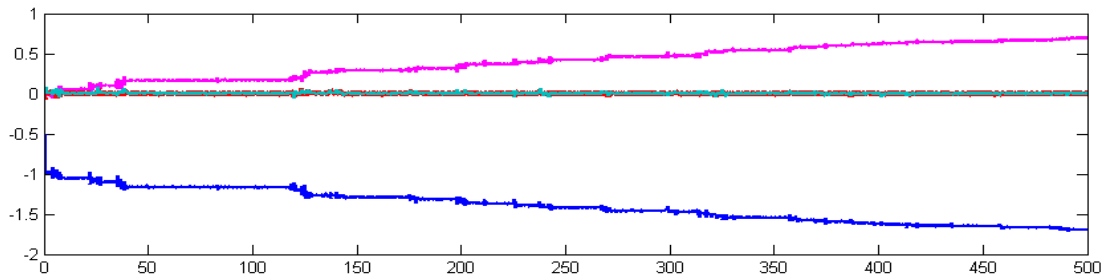


Figura 17 Respuesta del sistema de estimación de parámetros en Matlab –Simulink

Al realizar la estimación se obtiene los datos, de los cuales saldrán los parámetros al realizar el promedio de estos, como se observa en la Figura 17; con esto se obtiene los parámetros: $b_{d0}=0.0007256$, $b_{d1}=0.0007018$, $a_{d0}=0.905$ y $a_{d1}=-1.905$.

Los parámetros obtenidos se implementan en un estimador de mínimos cuadrados con un $T_m=10$ ms y su modelo en continuo se presenta en la ecuación (7.1).

$$\frac{15}{s^2+10s} \quad (7.1)$$

El modelo de referencia se asume con un $T_r=1.5$ seg y un $P=0.7$, quedando su función de transferencia en tiempo continuo como se muestra en la ecuación (7.2).

$$\frac{19.19}{s^2+6.133s+19.19} \quad (7.2)$$

Discretizando el modelo continuo de referencia se obtiene el modelo en tiempo discreto que se observa en la ecuación (7.3).

$$\frac{0.0007256s+0.0007018}{s^2-1.905s+0.9048} \quad (7.3)$$

8. SIMULACION Y ANALISIS DE RESULTADOS

8.1. SINTONIZACION PID

La información de las características del sistema se obtiene a partir de un test realizado en lazo cerrado, usando un controlador con acción proporcional pura, como se muestra en la Figura 17.

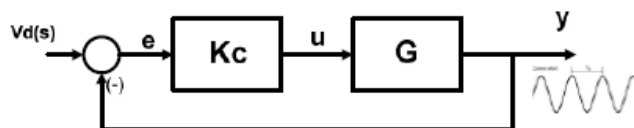


Figura 18 Esquema de sintonización de PID

Lo primero que se realiza en la sintonización del PID es inicializar K_i y K_d en cero y K_p se incrementa hasta el punto η , que sistema tenga una respuesta oscilatoria, luego de esto se reduce el valor de K_p hasta que se cumpla el criterio de $\frac{1}{4}$ en la respuesta del sistema; luego de esto se incrementa la constante K_d , con esto se reduce la oscilación y después de hacer la reducción de la oscilación se incrementa la constante K_i con el cual se reduce el error en estado estacionario a cero. Igualmente se realizó un retrato de fase del sistema de la transmisión mecánica flexible en el que se observa el tipo de no linealidad que se presenta (Backlash). El retrato de fase en cuestión se ilustra en la Figura 18.

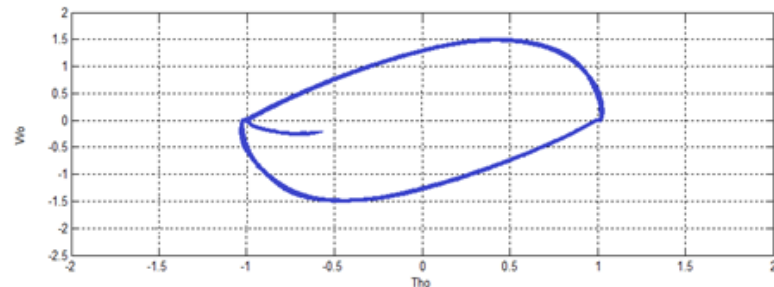


Figura 19 Retrato de fase

8.1.1. Implementación del controlador PID

En la Figura 19 se muestra la implementación en simulink de Matlab del PID con el sistema de adquisición de datos.

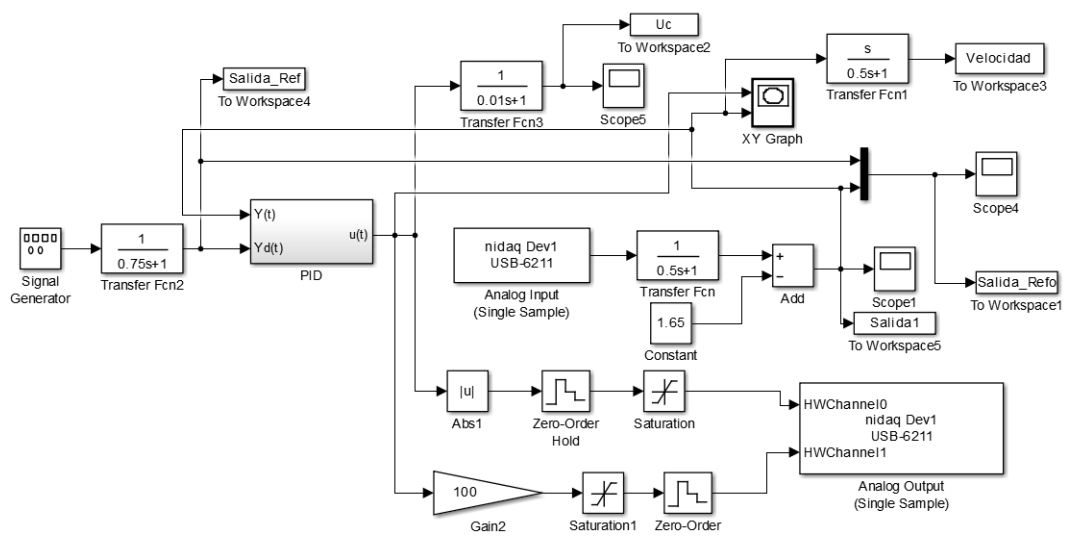


Figura 20 Controlador PID implementando en Matlab –Simulink

En la Figura 20 se muestra la implementación en simulink de Matlab del valor de las constantes K_p , K_i , K_d aplicadas al controlador PID.

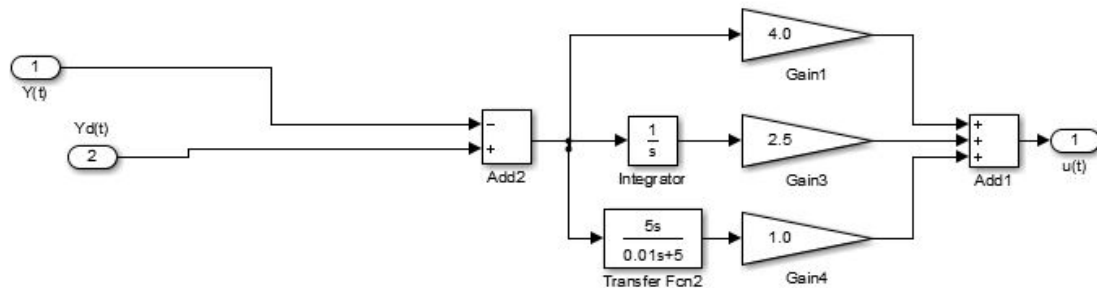


Figura 21 Constantes del controlador PID en Matlab –Simulink

8.1.2. Resultados del controlador

En las Figuras 21 y 22 se muestran la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador PID. Se observa el buen seguimiento del modelo de referencia por parte del sistema bajo control, la señal de control trabaja bajo los límites permisibles para un óptimo funcionamiento; para este sistema los límites se encuentran entre -3.3 V y $+3.3\text{ V}$.

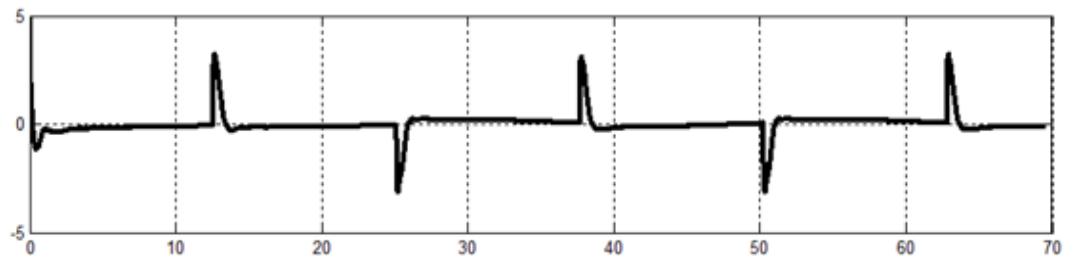


Figura 22 Señal de control exigida por el sistema en el controlador PID

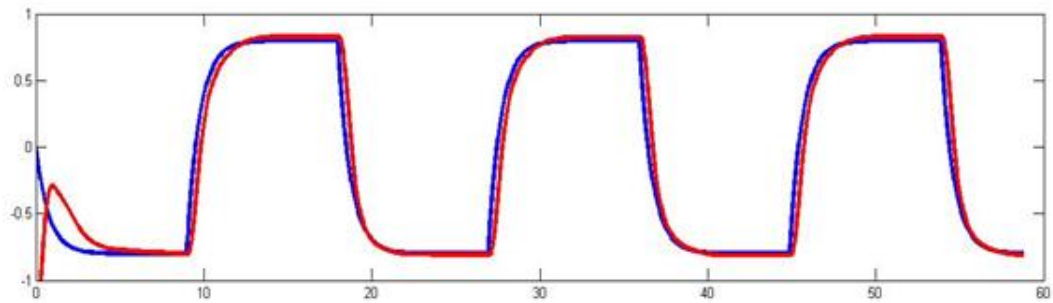


Figura 23 Respuesta del controlador PID a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 22 en color azul aparece la señal de referencia del sistema y en color rojo la respuesta del controlador.

Análisis: La respuesta de controlador es buena, el cual sigue una señal de comando tipo cuadrada. La respuesta del controlador se observa en la Figura 22; La sintonización e implementación del controlador es sencilla y de muy buenos resultados. El sistema exige una señal de control entre -1.9V y 1.9V, siendo una señal de gran exigencia pero dentro de los parámetros de óptimo funcionamiento (-3.3V y 3.3V). La señal de control presenta pocas variaciones como se observa en la Figura 21.

8.2. CONTROLADOR ALGEBRAICO

8.2.1. Implementación de Controlador Algebraico

En las Figuras 23, 24, 25 se muestra la implementación en simulink de Matlab del controlador Algebraico con el sistema de adquisición de datos.

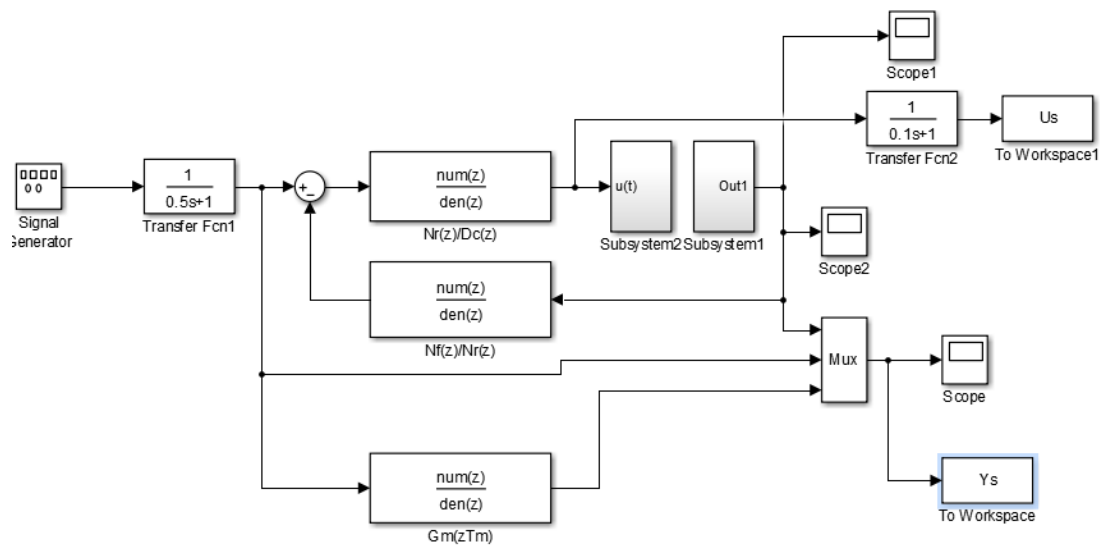


Figura 24 Controlador Algebraico implementando en Matlab –Simulink

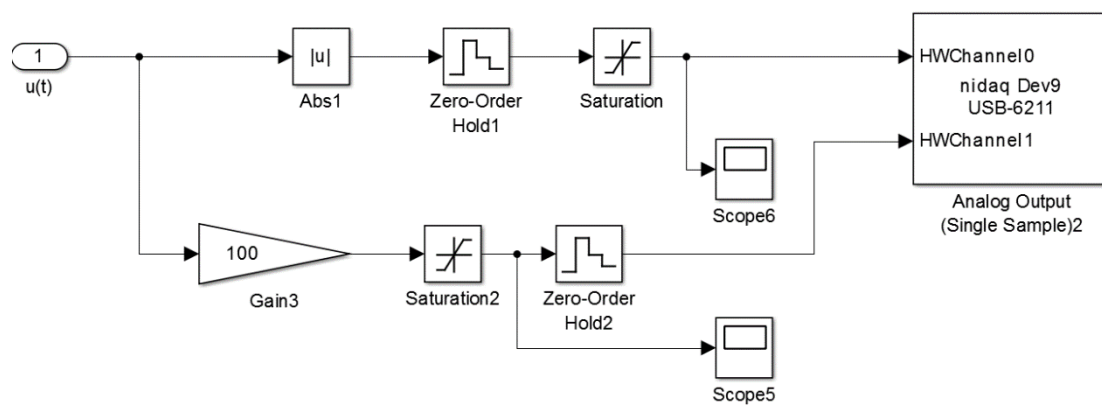


Figura 25 Controlador Algebraico implementando en Matlab –Simulink

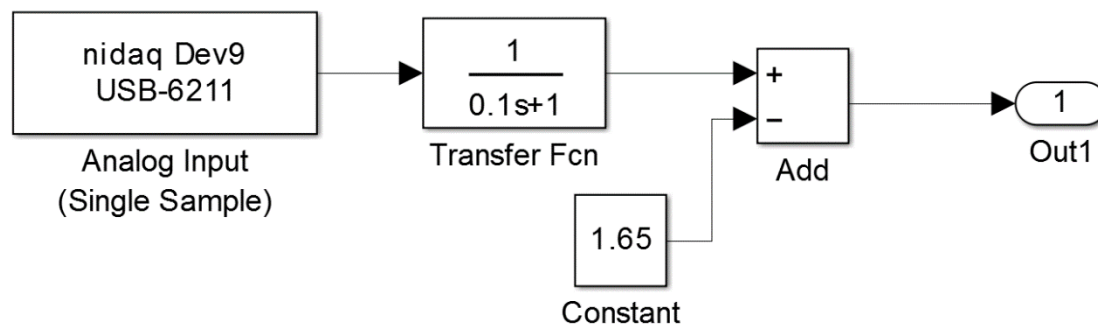


Figura 26 Controlador Algebraico implementando en Matlab –Simulink

8.2.2. Resultados del controlador

En las Figuras 26 y 27 se muestra la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador Algebraico. Se observa el buen seguimiento del modelo de referencia por parte del sistema bajo control.

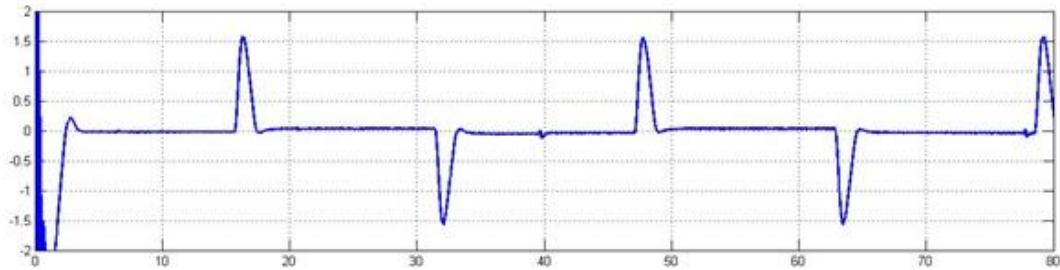


Figura 27 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Algebraico

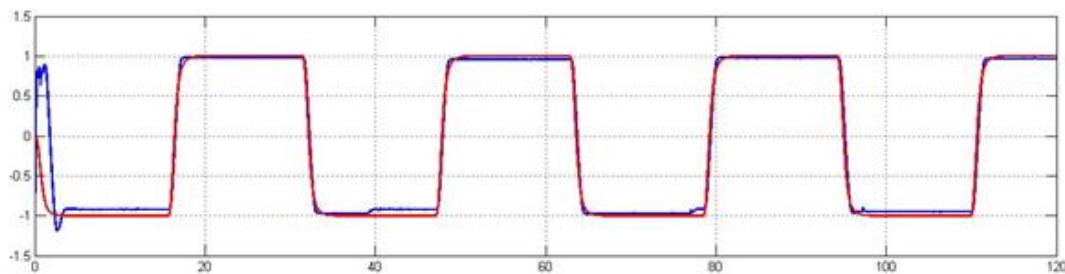


Figura 28 Respuesta del controlador Algebraico a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 27 en color rojo aparece la señal de referencia del sistema y en color azul la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: La respuesta del sistema, es rápida, y no presenta oscilaciones, es el controlador que menos sensibilidad a perturbaciones presenta. La señal de control cuyos valores máximo y mínimo son -1.6V y 1.6V están dentro de los límites óptimos de funcionamiento (-3v,+3v). Esta señal presenta pocas variaciones.

8.3. RETROALIMENTACION DE ESTADOS

8.3.1. Implementación del controlador Por Retroalimentación de estados.

En las Figuras 28 y 29 se muestra la implementación en simulink de Matlab del controlador por espacio de estados con el sistema de adquisición de datos.

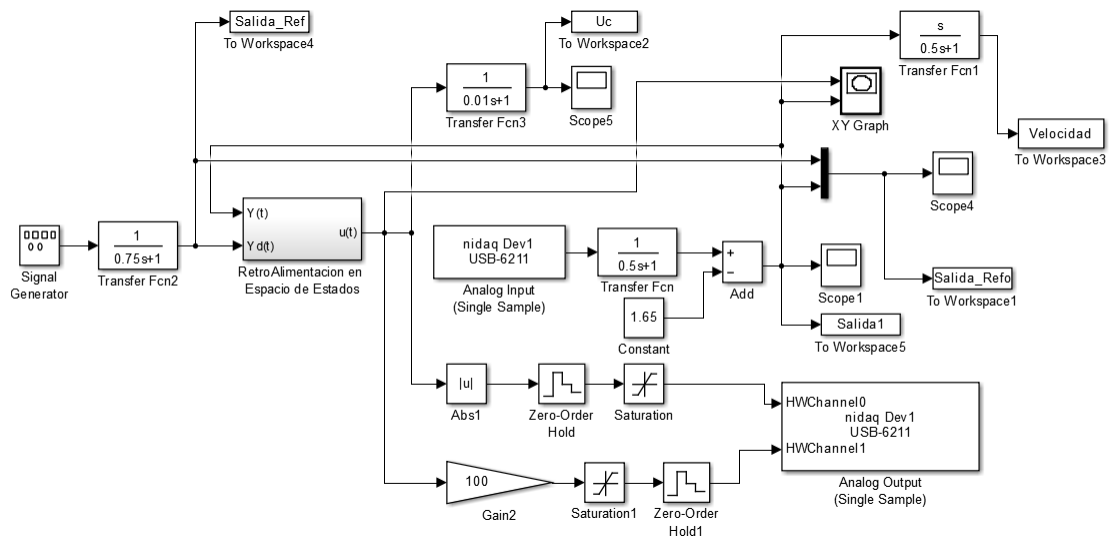


Figura 29 Controlador por Espacio de Estados implementado en Matlab-Simulink

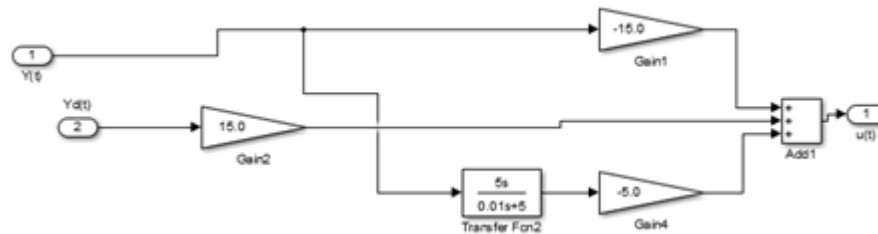


Figura 30 Ganancias Espacio de estados

8.3.2. Resultados del controlador

En las Figuras 30 y 31 se muestra la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador por espacios de estados. Se observa el buen seguimiento del modelo de referencia por parte del sistema bajo control.

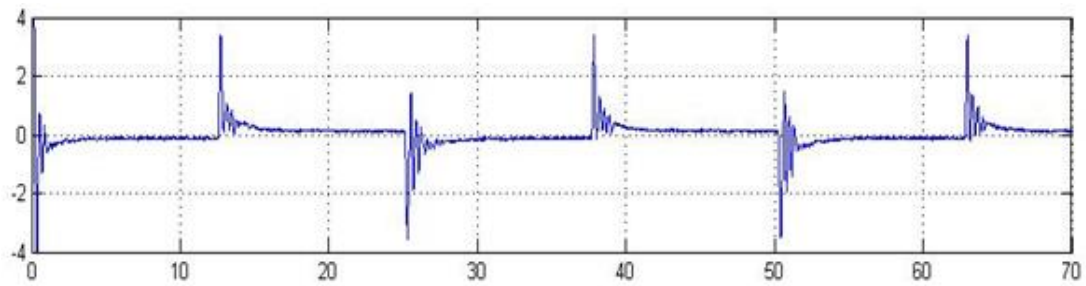


Figura 31 Señal de control exigida por el sistema en el controlador por espacio de estados

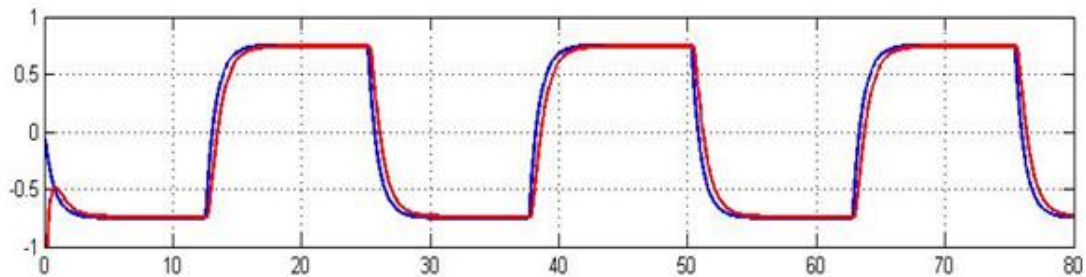


Figura 32 Respuesta de controlador por espacio de estados a una señal tipo onda cuadra

En la Figura 31 en color azul aparece la señal de referencia del sistema y en color rojo la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: El sistema presenta pequeñas oscilaciones con respecto a la señal de referencia, su respuesta es un poco más lenta con respecto al controlador por métodos algebraicos; la señal de control exigida por el sistema es grande, pero se encuentra en los límites para su óptimo funcionamiento.

8.4. CONTROLADOR ADAPTABLE

8.4.1.1. Implementación del controlador Adaptable.

En las Figuras 32, 33 y 34 se muestran la implementación en simulink de Matlab del controlador Adaptable con el sistema de adquisición de datos.

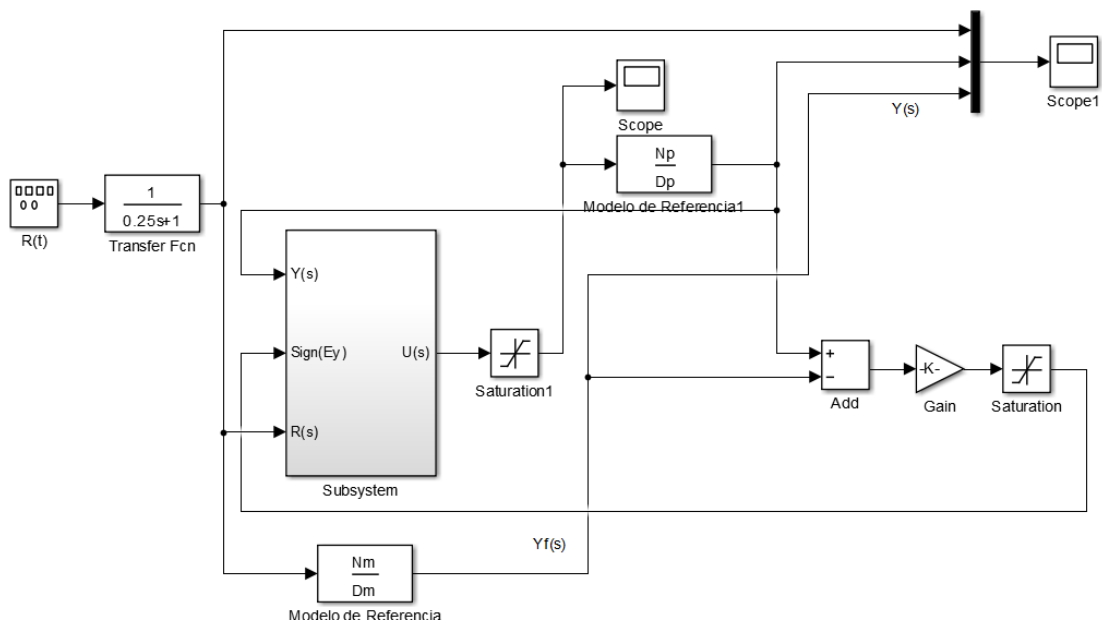


Figura 33 Controlador Adaptable por muerte súbita implementado en Matlab-Simulink

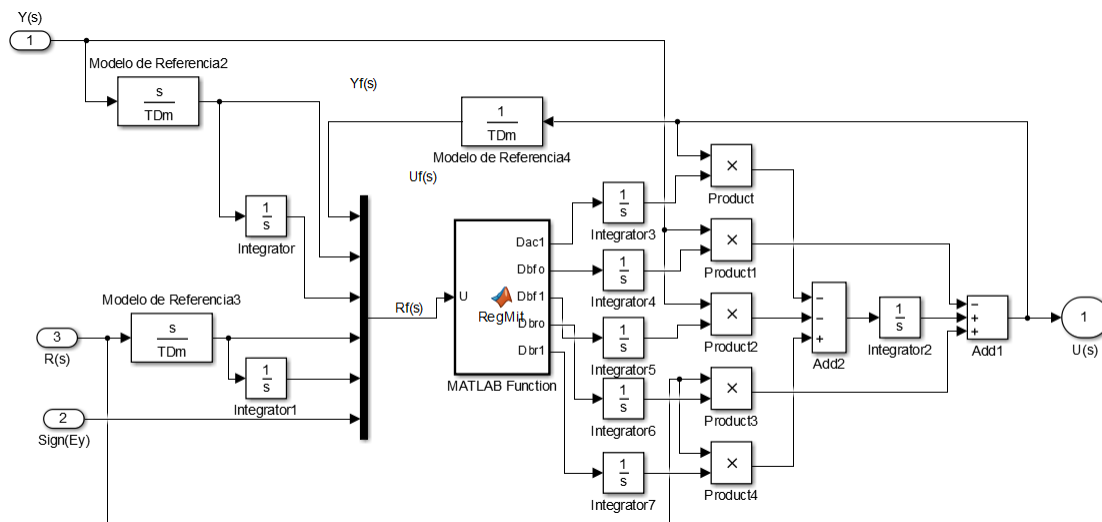


Figura 34 Controlador Adaptable por muerte súbita implementado en Matlab-Simulink

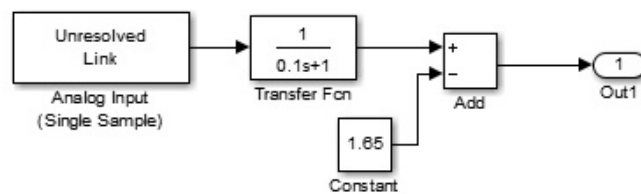


Figura 35 Controlador Adaptable por muerte súbita implementado en Matlab-Simulink

8.4.1.2. Resultados del controlador Muerte Súbita

En las Figuras 35 y 36 se muestra la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador Adaptable por muerte súbita. La implementación de este controlador no resulta ser óptima.

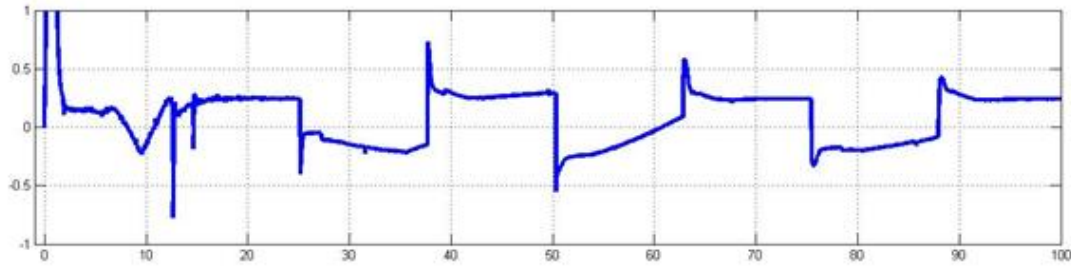


Figura 36 Señal de Control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por muerte súbita

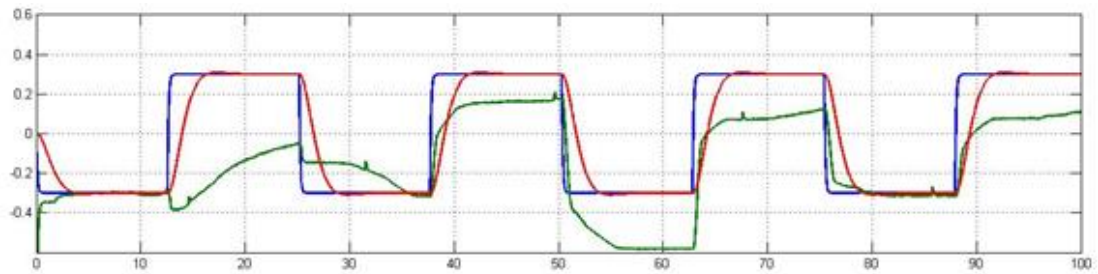


Figura 37 Respuesta de controlador Adaptable por muerte súbita a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 36 en color azul aparece la señal de referencia del sistema, en color rojo aparece la señal aproximada del sistema y en color verde la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: la implementación de este controlador no resultó ser óptima ya que para su buen funcionamiento se requiere una gran señal de control, de acuerdo a las tarjetas usadas para el sistema, no es viable la implementación de este controlador.

8.4.2. Resultados del controlador Regla del MIT

Prueba 1.

En las Figuras 37 y 38 se muestran la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador Adaptable por regla del MIT, con una ganancia de 10, un $T_m=10$ ms y un $T_r=1$ s.

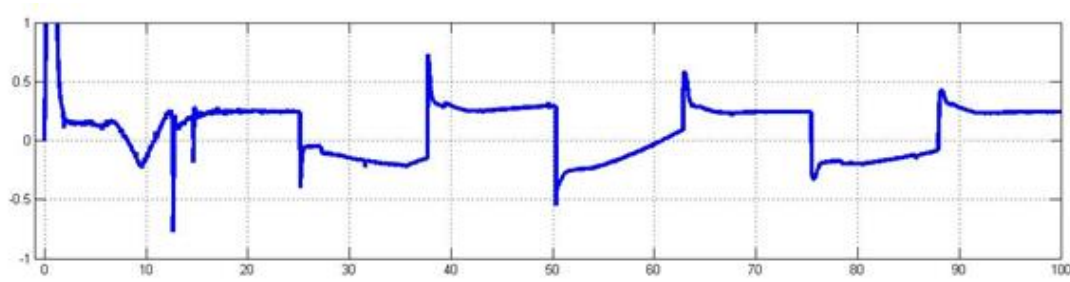


Figura 38 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT

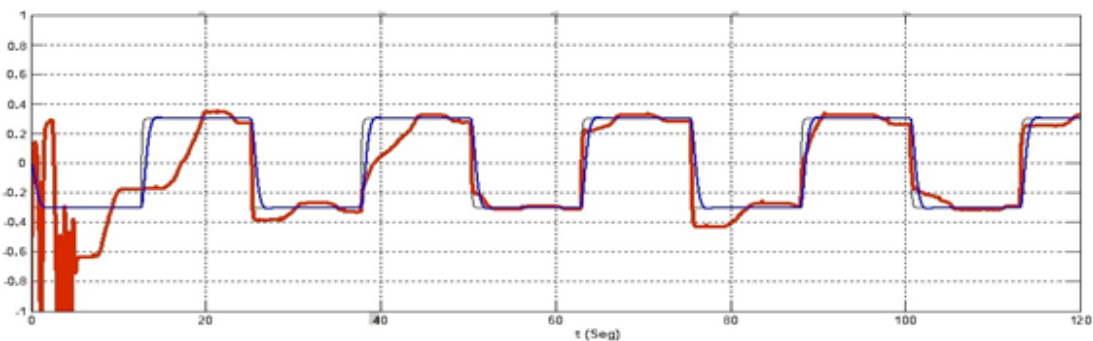


Figura 39 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 38 en color azul aparece la señal de referencia del sistema y en color rojo la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: Al realizar la implementación del controlador se observa una oscilación, la cual se genera a partir de las condiciones iniciales del sistema, ya que si la diferencia entre la señal de referencia y la salida del sistema es grande, el sistema tiende a oscilar. Al pasar el tiempo la respuesta del controlador va mejorando ya que se va adaptando mejor a la referencia, como se observa en la Figura 38, la señal de control se exige en el inicio y a medida que el

controlador se va adaptando cada vez mejor a la referencia esta señal se va haciendo suave y se reduce su exigencia.

Prueba 2.

En las Figuras 39 y 40 se muestran la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador Adaptable por regla del MIT, con una ganancia de 15, un $T_m=10$ ms y un $T_r=1$ s.

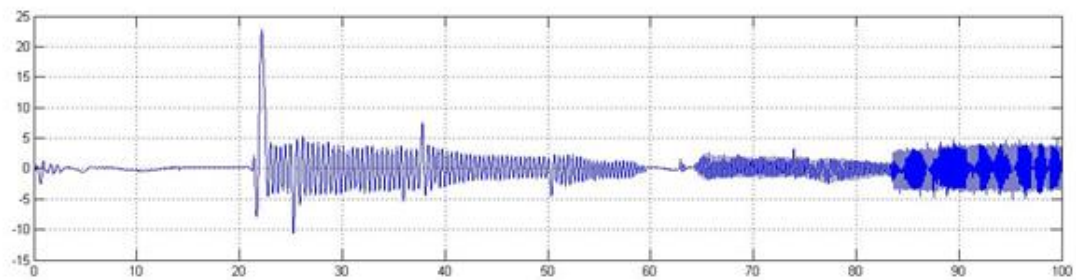


Figura 40 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT

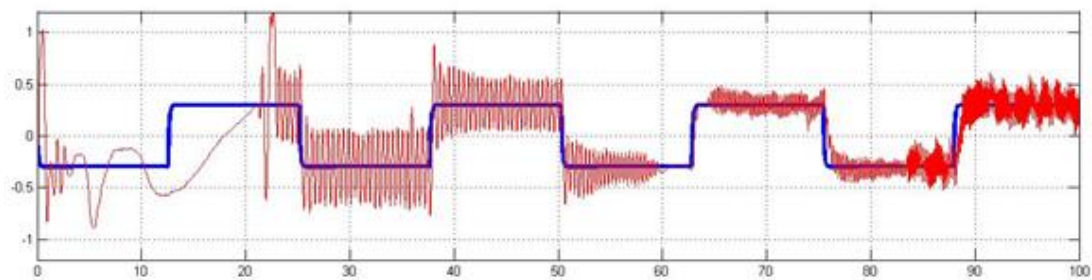


Figura 41 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 40 en color azul aparece la señal de referencia del sistema y en color rojo la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: En esta prueba se puede observar el efecto que ocurre cuando la diferencia entre la señal de referencia y la salida del sistema es grande en sus condiciones iniciales como se observa en la Figura 40, esto hace que el sistema oscile y se tarde un gran tiempo en adaptarse

a la referencia. La señal de control se satura y presenta grandes sobre picos como se observa en la Figura 39.

Prueba 3.

En las Figuras 41 y 42 se muestran la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador Adaptable por regla del MIT, con una ganancia de 5, un $T_m=50$ ms y un $T_r=1$ s.

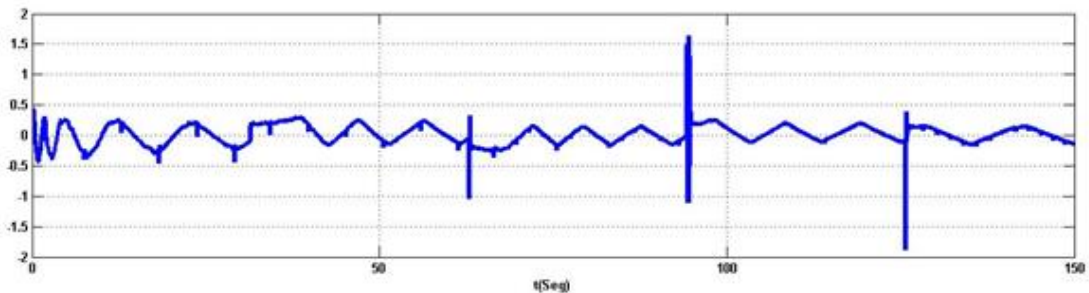


Figura 42 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT

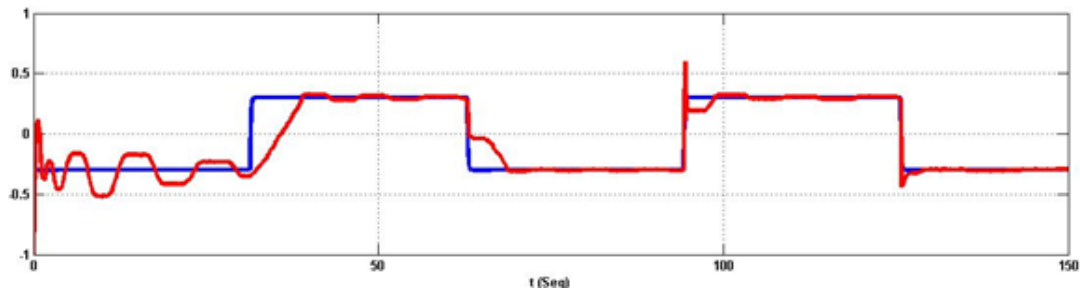


Figura 43 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 42 en color azul aparece la señal de referencia del sistema y en color rojo la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: Cuando el valor de la referencia y el valor del sensor se encuentra cerca el sistema presenta una mejor respuesta y la señal de control no se satura.

Prueba 4.

En las Figuras 43 y 44 se muestran la señal de control exigida por el sistema y su respuesta a un escalón al implementar el controlador Adaptable por regla del MIT, con una ganancia de 5, un $T_m=75$ ms y un $T_r=2$ s.

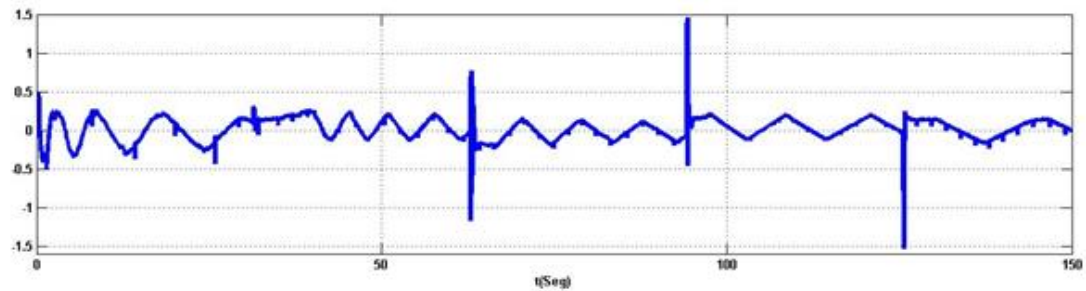


Figura 44 Señal de control exigida por el sistema en el controlador Adaptable por Regla del MIT

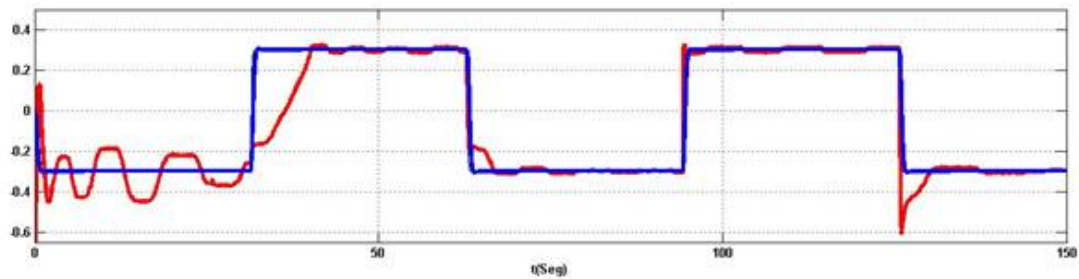


Figura 45 Respuesta del controlador Adaptable por Regla del MIT a una señal tipo onda cuadrada

En la Figura 44 en color azul aparece la señal de referencia del sistema y en color rojo la respuesta del controlador. Fuente: Autor.

Análisis: La respuesta del controlador a la señal de referencia es buena, pero para obtener un buen resultado del controlador se debe esperar mucho más tiempo que para los otros controladores, ya que siendo un controlador adaptable su respuesta va mejorando al pasar el tiempo.

9. COMPARACION CONTROLADORES

En la Figura 45 se muestra la señal tipo escalón, la cual es la referencia aplicada al sistema.

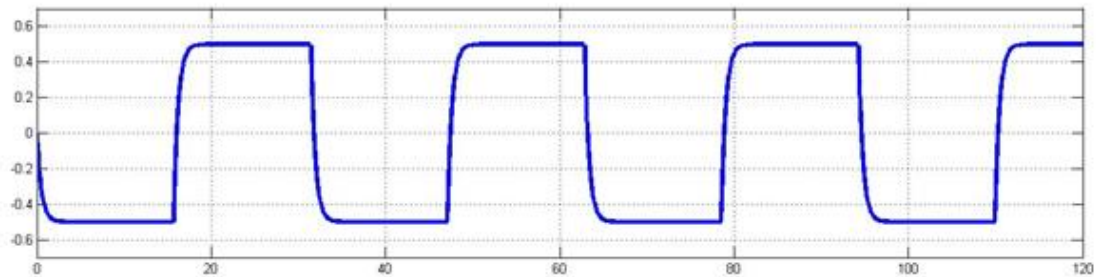


Figura 46 Señal de referencia aplicada al sistema

En la Figura 46 se muestra la señal de respuesta del controlador PID al escalón.

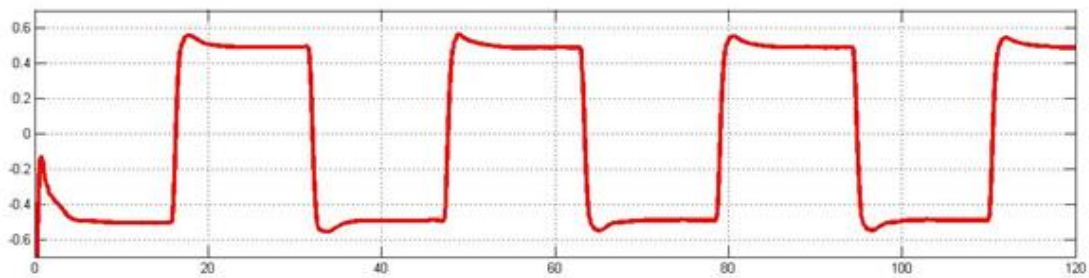


Figura 47 Respuesta de controlador PID

En la Figura 47 se muestra la señal de respuesta del controlador en espacios de estados al escalón.

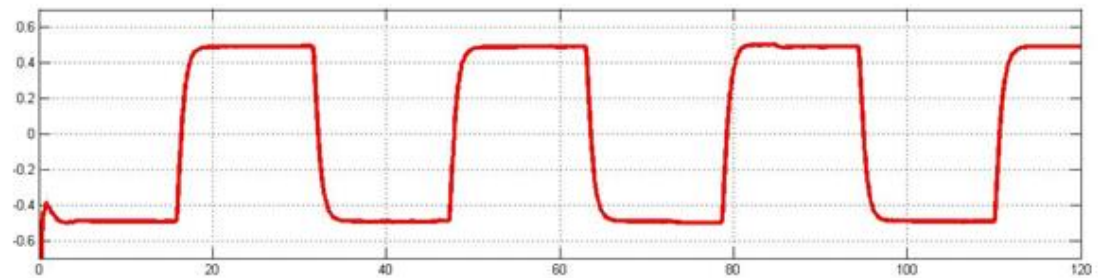


Figura 48 Respuesta de controlador En Espacio de Estados

En la Figura 48 se muestra la señal de respuesta del controlador Algebraico al escalón.

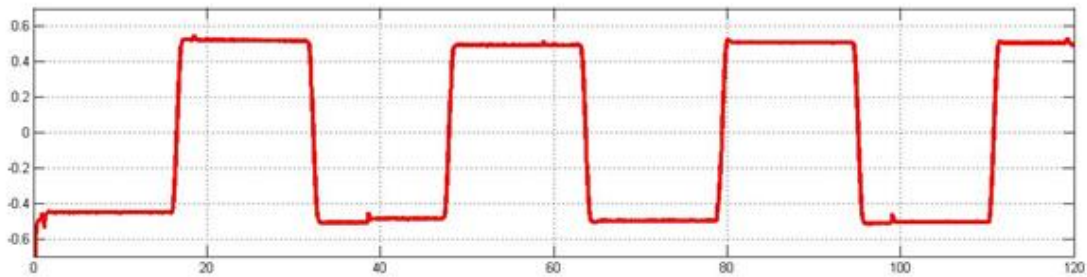


Figura 49 Respuesta de controlador Algebraico

La Tabla 8 presenta la comparación de la señal de control y la señal de respuesta de cada uno de los controladores implementados en la planta

Tabla 7 Comparación de controladores

Comparación Controladores		
Controlador	Señal de Control	Respuesta del Sistema
Controlador PID	El sistema exige una señal de control entre -1.9V y 1.9V, siendo una señal de gran exigencia per dentro de los parámetros de óptimo funcionamiento (-3.3V y 3.3V). La señal de control presenta pocas variaciones.	La respuesta del sistema a un escalón es rápida, presenta una pequeña oscilación, su implementación es simple y de gran respuesta.
Controlador Algebraico	La señal de control cuyos valores máximo y mínimo son -1.6V y 1.6V están dentro de los límites óptimos de funcionamiento (-3v,+3v). Esta señal presenta pocas variaciones.	La respuesta del sistema, es rápida, y no presenta oscilaciones, es el controlador que menos sensibilidad a perturbaciones tiene.
Controlador en espacio de estados	La señal de control tiene una exigencia mayor, encontrando sus máximos picos en -3V y 3V se encuentra entre los límites de funcionamiento óptimo, es una señal que presenta variaciones.	Tiene un pequeño retardo en un su tiempo de respuesta.
Controlador Adaptable	Si la señal de control se encuentra muy alejada de la señal del sensor, esto hará que el sistema exija una señal de control muy grande haciendo que el sistema oscile demasiado, si la señal de referencia se encuentra cerca a la señal del sensor la señal de control exigida es leve y su exigencia va disminuyendo con el transcurso del tiempo	El tiempo de respuesta de este controlador es lento, se debe esperar un tiempo prudente para observar el buen desempeño del controlador.

Fuente: Autor.

10. LOGROS ALCANZADOS

- Desarrollo de prácticas, modelado e implementación de sistemas electromecánicos.
- Sintonización práctica de controladores PID y espacio de estados.
- Aplicación de estrategias avanzadas de control adaptable.
- Modelado práctico, obtención de curvas de reacción.
- Modelado teórico, aplicación de métodos y técnicas para estimación de parámetros del modelo.
- La estrategia de control adaptable se aplicó en línea, esto no se había realizado en anteriores estudios (debe tenerse cuidado).

11. CONCLUSIONES, RECOMENDACIONES Y TRABAJO FUTURO

- 1.** El diseño del prototipo es sencillo y de fácil armado, lo cual la hace una planta practica para la aplicación de técnicas de control.
- 2.** la aplicación de las diferentes técnicas de control presentan una buena respuesta, siendo una planta que se puede usar en enseñanza de control tanto en pregrado y posgrado.
- 3.** Al aplicar los algoritmos de estimación, se obtienen un modelo que nos permiten implementar controladores al sistema. para realizar esta estimación se debe aplicar niveles bajos de ruido, ya que al implementar señales de ruido altas puede afectar la dinámica del prototipo.
- 4.** La implementación de controlador PID es sencilla y práctica, en él se pueden observar de forma didáctica los efectos que tiene la variación de las constantes y su efecto en el funcionamiento de la planta.
- 5.** Al realizar la implementación de controladores adaptables se debe tener en cuenta la diferencia que tiene la señal de referencia y la señal de salida del sistema, ya que tener una diferencia muy grande afecta el funcionamiento del controlador haciendo que el sistema oscile y el tiempo de adaptación sea mucho mayor.
- 6.** Para obtener una buena respuesta en la implementación del controlador adaptable se debe esperar un tiempo prudente, para permitir que el controlador se adapte al sistema y calcule los parámetros adecuados.
- 7.** El uso de la planta de transmisión mecánica flexible tiene la posibilidad de ser utilizada a nivel de pregrado y posgrado, nivel de pregrado se pueden realizar prácticas de modelado, implementación de controladores como PID, Espacio de estados y a nivel de posgrado la implementación de controladores de tipo adaptable, controladores de muerte súbita, controladores de lógica difusa, implementación de técnicas de control no lineal.

12. COSTO DEL PROYECTO

La Tabla 8 presenta el costo de los recursos usados durante el proceso de diseño e implementación del sistema.

Tabla 8 Costos del Proyecto

COSTOS DEL PROYECTO		
<i>Descripción</i>	<i>Valor</i>	<i>Financiación</i>
Estructura	1'200.000	Autor
Actuadores	90.000	Autor
Fuente	60.000	Autor
Sensor	25.000	Autor
Puente H	70.000	Autor
Arduino Due	70.000	Autor
Autor	300.000	Autor
Imprevistos	200.000	Autor
Dirección y Asesoría	5'400.000	UPTC
Software	2'000.000	UPTC
Total	9'415.000	

Fuente: Autor.

13. REFERENCIAS

- [1] M. E. G. D. y. G. G. Rey, «Cadenas de rodillo. Tendencias de desarrollo desarrollo y dimensionales según normas ISO,» *Instituto Superior Politecnico José Antonio Echeverría*, vol. 10, nº 2, 2007.
- [2] J. R. Lozano, Diseño de elementos flexibles para la transmision de potencia mecanica mediante el uso de la computadora, Nuevo Leon, 2000.
- [3] V. A. C. Vásquez, Diseño de Una Transmisión de Potencia Entre Bomba Y Motor Para Bombeo de Lodo, Piura, 2009.
- [4] I.D. Landau, D. Rey, A. Karimi, A. Voda and A. Franco, «A Flexible Transmission System as a Benchmark for Digital,» *European Control COnference*, September 1995.
- [5] J. Salamanca, «Desarrollo de Estrategias de COntrol Adaptable utilizando la tecnica de Modos Deslizantes,» 2000.
- [6] J. Salamanca, «Estudio Sobre Control Adaptable:Aplicacion a Reguladores Autosintonizables,» 1993.
- [7] M. M. R. Isermann, Identification of Dynamic, Berlin: Springer, 2011.
- [8] R. A. Victor M, «Métodos de sintonizacion de controladores PID que operan como reguladores,» 2002.
- [9] D. Q. M. a. G. C. G. A. Stephen Morse, «Applications of Hysteresis Switching in Parameter Adptative Control,» *IEEE Transaction On Automatic Control*, vol. 37, nº 9, September 1992.
- [10] k. Ogata, Modeling of Dynamic System, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1994.
- [11] R. A. Nuñez-Rodriguez, «Control adaptativo por modelo de referencia con predictor Smith a partir de la regla de MIT para una mesa vibratoria de dos grados de libertad,» 2013.
- [12] N. a. O. A. D. S. Kumpati, «Adaptive Control using Multiple Models, Switching and Tuning,» *Center for System Science*, 1997.

- [13] I. D. L. a. A. Karimi, «An Output Error Recursive Algorithm for Unbiased Identification in Closed Loop,» *Elsevier Science Ltd*, vol. 33, nº 5, 1997.
- [14] K. H. L. a. D. M. R. Isermann, «International Journal of Adaptive Control and Signal Processing,» *Prentice-Hall International*, vol. 6, nº 5, Mar 1992.
- [15] P. A. I. a. P. V. Kokotovic, «Robust Redesign of Adaptive Control,» *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 29, nº 3, 1984.
- [16] P. E. K. J. Åström, «System Identification,» vol. 7, 1971.
- [17] Goodwin GC, Sin K. S., «Adaptive Filtering, Prediction and control,» *Prentice Hall*, 1984.
- [18] R. Isermann, «Digital Control Systems,» vol. 2, 1991.
- [19] R. Isermann, Fault-diagnosis Systems: An Introduction from fault detection to fault tolerance, Berlin: Springer, 2006.
- [20] Madan M. Gupta, C. H. Chen, «Adaptive Methods for Control System Design,» *IEEE*, 1986.
- [21] L. Ljung, «System Identification Theory for the user,» *Prentice Hall PTR*, 1999.
- [22] W. Bequette, «Process Dynamics Modeling, Analysis and Simulation,» *Prentice Hall PTR*, 1998.
- [23] A. B. C. S. Carlos, «Principles and Practice of Automatic Process Control,» 1997.
- [24] M. L. L. L. William, «Essential Process Control,» New York, McGraw Hill, 1997.
- [25] A. S. a. I. W. J. Distefano III, «Retroalimentación y Sistemas de Control,» Mexico, McGraw Hill, 1992.

14. ANEXOS

13.1. Algoritmo implementado en lenguaje Matlab, que permite la generación de un bloque para simulink por medio de una s-function para la identificación y estimación de parámetros.

```
function [sys,Xo] = MINC3(t,X,u,flag,n,a,alf,Thi,Kp,Beta,Rp,to)
%Estimador de Parámetros en tiempo continuo con factor de olvido
%exponencial y re inicialización de la matriz de Covarianza.
%Desarrollado (originalmente en C por Juan Salamanca en 1992)
```

```
%Establecemos la dimensión del estado "l"
% es decir los componentes del vector Th más los componentes
% de la matriz P
l = n*(n+3)/2;
l1 = n*(n+1)/2 +1;
b = abs(flag);
if b == 1,
    dt = t-to;
    if dt >= 1e-8
        % Obtenemos los vectores Th y la matriz P a partir de X
        [P,Thv] = MFPIj(X,n);
        % Obtenemos el vector de información  $\phi(t)$  a partir de la
        % entrada u
        for k = 1:n,
            FHi(k) = u(k);
        end
        % obtenemos la salida  $y(t)$  a partir de u
        e = u(n+1);

        % obtenemos el error de estimación  $e = y(t) - \phi(t)^T \theta(t)$ 
        for r1 = 1:n,
            e = e - FHi(r1).*Thv(r1);
        end

        % Calculamos el termino  $M^2(t) = \alpha + a\phi(t)^T P \phi(t)$ 

        DLTA1 = X_PX(n,P,FHi);
        DLTA = alf+ a*DLTA1;
        %Calculamos el termino  $1/m^2(t)$ 
        Kg1 = a/DLTA;

        % Calculamos el termino  $e/DELTA$ 

        ae = Kg1*e;
```

```

% calculamos el termino  $P\phi(t)$ 

for i = 1:n,
    PFHi(i) = 0;
    for j = 1:n,
        PFHi(i) = PFHi(i) + P(i,j)*FHi(j);
    end
end
% Ecuación de estado de los estimativos paramétricos
for k=1:n,
    dTh(k) = ae*PFHi(k);
end
% Algoritmo para reiniciar la matriz P si es necesario
% Cálculo de la norma de P

Np= norm(P);
if Np > Rp,
    for i = 1:n-1,
        dPn(i,i) = 0;
        for j = i+1:n,
            dPn(i,j) = 0;
        end
    end
    dPn(n,n)= 0;
else

    % Calculo de la matriz  $P\phi(t)\phi(t)^TP$ 
    Q = PXX_P(n,FHi,P);
    % Ecuación de estado para actualización de la matriz P

    for i = 1:n-1,
        dPn(i,i) = Beta*P(i,i) - Kg1*Q(i,i);
        for j = i+1:n,
            dPn(i,j) = Beta*P(i,j)- Kg1*Q(i,j);
        end
    end
    dPn(n,n) = Beta*P(n,n) - Kg1 * Q(n,n);
end
sys = PMij(dPn,dTh,n);
else
    sys = X;
end
elseif b == 3,
    sys = X(l1:l);
elseif b == 0,

```

```

        sys = [I;0;n;n+1;0;0];
        D1 = Kp*ones(size(1:n));
        Po = diag(D1);
        Xo = PMij(Po,Thi,n);
    else
        sys = [];
    end
end

```

4.1. Programa de la función para hallar el espacio de estados implementado en Matlab.

```

function [Am,Bm,Dm,Cm] = espesmodel1(tr,p)
wo = 4.6/(tr*p);
wo2 = wo*wo;
Am = [ 0 1;-wo2 -1.4*wo];
Bm = [0 wo2]';
Cm = [1 0];
Dm = 0;

```

PROGRAMA DE LA FUNCIÓN PARA OBTENER ESPACIO DE ESTADOS CONTINUO:

```

function [Ac,Bc,Dc,Cc] = espesmotordc1(Kc,Tc)
Ac = [ 0 1; 0 -1/Tc];
Bc = [0 Kc/Tc]';
Cc = eye(1);
Dc = 0;

```

PROGRAMA PRINCIPAL:

```

clc
clear all
Kc = 0.5;
Tc = 0.9;
tr = 2.5;
p = 0.7;
Xi = 0
[Ac,Bc,Dc,Cc] = espesmotordc1(Kc,Tc)
[Am,Bm,Dm,Cm] = espesmodel1(tr,p)
rank([Ac-Am Bc])
rank(Bc), rank([Bc Bm])
K = Bc\Ac
g = Bc\Bm
Tm = 0.01
d=0.5;

```


4.2. Programa de la función para hallar las constantes del controlador algebraico implementado en Matlab.

```
clc
clf
clear all

% Parametros estimados del modelo continuo
Kc = 1.5;
Tc = 0.1;

% Obtencion de la funcion de transferencia del modelo continuo
Np = Kc/Tc;
Dp = [ 1 1/Tc 0];
Gp = tf(Np,Dp)

% Parametros del modelo de referencia
tr = 1.5;
p = 0.7;
wo = 4.6/(tr*p);
wo2 = wo*wo;

% Obtencion de la funcion de transferencia del modelo de referencia
% de tiempo continuo
Nm = wo2;
Dm = [ 1 2*p*wo wo2];
Gm = tf(Nm,Dm)

% Establecimiento del periodo de muestreo
Tm = 0.01;

% Discretizacion del modelo de la planta para el calculo del
% controlador
[Npd Dpd] = c2dm(Np,Dp,Tm,'zoh');
Gpd = tf(Npd,Dpd)

% Discretizacion del modelo de referencia para el calculo del
% controlador
[Nmd Dmd] = c2dm(Nm,Dm,Tm,'zoh');
Gmd = tf(Nmd,Dmd)

% Calculo de los parametros del controlador
bpd0 = Npd(2);
bpd1 = Npd(3);
apd1 = Dpd(2);
```

```

apd2 = Dpd(3);
bmdo = Nmd(2);
bmd1 = Nmd(3);
amd1 = Dmd(2);
amd2 = Dmd(3);
bfd0 = (amd1-apd1)/bpdo;
bfd1 = (amd2-apd2)/bpdo;

% Conformacion de los polinomios del controlador Algebraico
Nrd = [ bmdo/bpdo bmd1/bpdo]
Dcd = [ 1 bpd1/bpdo]
Nfd = [bfd0 bfd1]

```

4.3. Programa implementado en arduino para protección de sensor.

```

dint digPin = 47; // pin digital 10 PWM habilita pwm PINES TARJETA BLANCA AO0= cable
rosado ....i AO1= cable azuk AI0=Sensor
int DIRECCION1=49; //pin digital salida de velocidad de pwm
int DIRECCION2=51; //pin digital salida de velocidad de pwm
int PW=1915; // valor que determina el tiempo que el pulso va a estar en on/off
int analog = 0; // define el pin 0 como 'analog' ; SEÑAL DE CONTROL
int analog1 = 1; // SEÑAL DEL POTENCIOMETRO
int sentido= 45; // SEÑAL DE CONTROL SENTIDO DE GIRO
//int analog1= 1; //pin digital
//int sentido;
int duty; // define la variable 'valor'
int complemento;
int periodo=60 ; // periodo

float on;
int off;

void setup() {
pinMode(digPin, OUTPUT); // pin digital en modo salida
pinMode(sentido, INPUT); // designamos que el PIN 11 es una ENTRADA
pinMode(DIRECCION1,OUTPUT); // designamos que el PIN 12 es una ENTRADA
pinMode(DIRECCION2,OUTPUT); // designamos que el PIN 12 es una ENTRADA
}

void loop() {
while ( analogRead(analog1)<920 && analogRead(analog1)>100 ){
//sentido= analogRead(analog1); // lee el pin 0 y lo asocia a la variable valor
if(digitalRead(sentido) == HIGH){

```

```

digitalWrite(DIRECCION1, HIGH);
digitalWrite(DIRECCION2, LOW);
duty = analogRead(analog); // lee el pin 0 y lo asocia a la variable valor
on=(duty*periodo)/1023;
off=periodo-on;
digitalWrite(digPin, HIGH);
delay(on); // espera el valor de PW
digitalWrite(digPin, LOW); // asigna el valor LOW al pin
delay(off); // espera el valor de PW
digitalWrite(digPin, HIGH); // asigna el valor HIGH al pin
}
else{//if(digitalRead(sentido) == LOW){
    digitalWrite(DIRECCION1, LOW);
    digitalWrite(DIRECCION2, HIGH);
    duty = analogRead(analog); // lee el pin 0 y lo asocia a la variable valor
    on=(duty*periodo)/1023;
    off=periodo-on;
    digitalWrite(digPin, HIGH);
    delay(on); // espera el valor de PW
    digitalWrite(digPin, LOW); // asigna el valor LOW al pin
    delay(off); // espera el valor de PW
    digitalWrite(digPin, HIGH); // asigna el valor HIGH al pin
} //}
}
delay(100);
while(analogRead(analog1)<512){
    digitalWrite(DIRECCION1, HIGH);
    digitalWrite(DIRECCION2, LOW);
}
while(analogRead(analog1)>512){
    digitalWrite(DIRECCION1, LOW);
    digitalWrite(DIRECCION2, HIGH);
}
}
}

```